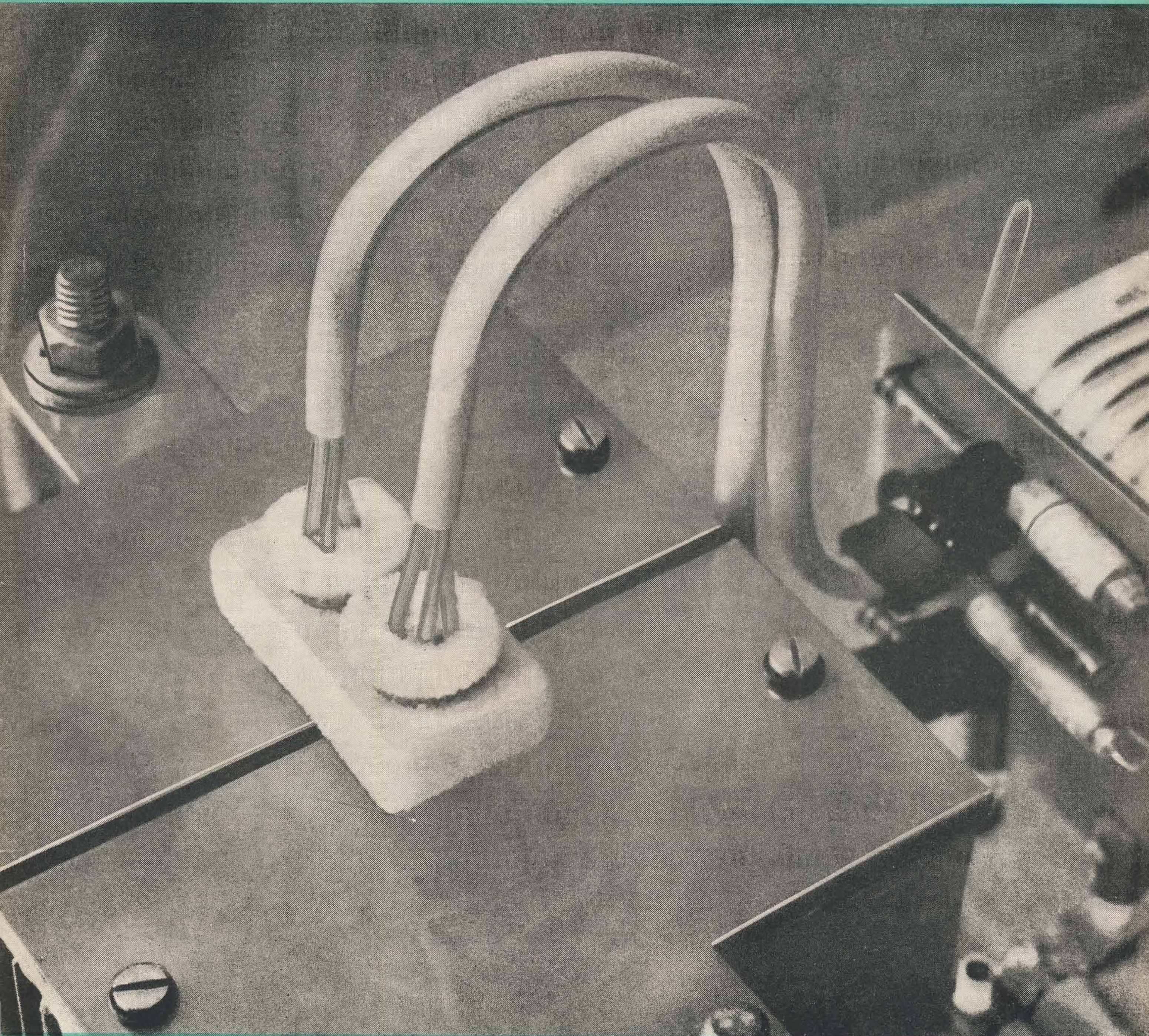
radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Eine UKW-Empfangsanlage
für höhere Ansprüche

PREIS 2,00 MDN · 13. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
DEZEMBER 1964
23





VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 706

Ing. Hagen Herbst
Elektronische Temperaturmeß- und -warneinrichtung für landwirtschaftliche Zwecke 707

Klaus Schlenzig
Brettschaltung – heute 710

W. Denda
Der transistorisierte Spannungsstabilisator Teil 3 und Schluß 714

Neues aus der sowjetischen Elektronik
Die Serienschaltung von Leistungstransistoren 718

K. Sturm
Röhreninformationen 10
Höchstfrequenztrioden, Teil 1 719

Aus der Reparaturpraxis 721

Dipl.-Phys. Rolf Trogisch
Eine UKW-Empfangsanlage für höhere Ansprüche 723

Ing. Ernst Bottke
Transistor-A-Endstufe für Netzbetrieb 726

Ing. W. Stoeckel
Multivibrator mit Siliziumtransistoren 728

Roland Möckel
Erzielbare Ausgangsleistungen von halbleiterstabilisierten Netzgeräten Teil 1 730

Günter Degenkolb
Ein symmetrischer Gleichstromverstärker 732

Fachbücher 735

OBSAH

Oznámení a zprávy 706

Ing. Hagen Herbst
Elektronické zařízení pro měření a signalizaci teploty pro účely zemědělství 707

Klaus Schlenzig
Zapojení „na prkénku“ dnes 710

W. Denda
Stabilizátory napětí s tranzistory, díl třetí a závěr 714

Novinky ze sovětské elektroniky
Sériové zapojení několika výkonových tranzistorů 718

K. Sturm
Informace o elektronkách 10
Mikrovlnné triody, díl prvý 719

Z opravářské praxe 721

Dipl.-Phys. Rolf Trogisch
Vkv-přijímací zařízení pro vyšší nároky 723

Ing. Ernst Bottke
Tranzistorový koncový stupeň pracující v třídě A a napájený ze sítě 726

Ing. W. Stoeckel
Multivibrátor s křemíkovými tranzistory 728

Roland Möckel
Dosažitelné výstupní výkony síťových zdrojů stabilizovaných polovodičovými stavebními prvky, díl prvý 730

Günter Degenkolb
Souměrný stejnosměrný zesilovač 732

Odborné knihy 735

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 706

Инж. Гаген Хербст
Электронная установка измерения и сигнализации температуры для сельскохозяйственных целей 707

Клаус Шленциг
Современный вид сборки «на цепочках» 710

В. Денда
Транзисторный стабилизатор напряжения, ч. 3-я и окончание 714

Новое в советской электронике
Последовательное включение мощных транзисторов 718

К. Штурм
Информация об электровакуумных и газоразрядных приборах (10)
Триоды СВЧ, ч. 1-я 719

Из работы ремонтных мастерских 721

Диплом-физик Рольф Трогиш
УКВ приемник, удовлетворяющий высокие требования 723

Инж. Эрнст Боттке
Оконечный каскад на транзисторе в режиме класса А для питания от сети 726

Инж. В. Штёкель
Мультивибратор на кремниевых транзисторах 728

Роланд Мёккель
Максимальная выходная мощность блоков питания с полупроводниковой стабилизацией, ч. 1-я 730

Гюнтер Дегенкольб
Симметричный усилитель постоянного тока 732

Новые книги 735

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun,
Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28-31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,–MDN

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P. O. B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj“, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra“ Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 706

Ing. Hagen Herbst
Electronic Temperature Measuring and Warning Device for Agricultural Purposes 707

Klaus Schlenzig
The Laboratory Set-up of Today 710

W. Denda
The Transistorized Voltage Stabilizer Part 3 and Conclusion 714

Novelties of Soviet Electronics The Series Circuit of Power Transistors 718

K. Sturm
Tube Informations 10 Microwave Triodes, Part 1 719

Repair Practice 721

Dipl.-Phys. Rolf Trogisch
VHF Receiving Equipment Satisfying Major Requirements 723

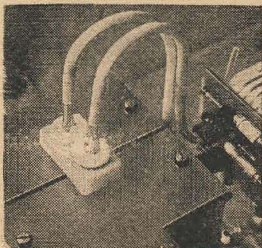
Ing. Ernst Bottke
Mains-Connected Transistor-A-Output Stage 726

Ing. W. Stoeckel
Multivibrator Equipped with Silicon Transistors 728

Roland Möckel
Output Powers Obtainable by Semiconductor-Stabilized Mains-Operated Sets Part 1 730

Günter Degenkolb
Symmetrical Direct-Current Amplifier 732

Technical Books 735



Titelbild:

Ansicht einer Kühlanordnung mit Peltier-Kühlelementen (s. auch Seite 728)

Die KW-Ausbreitung im Okt. 1964 und Vorschau für Januar 1965

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

KW-Ausbreitung im Oktober 1964

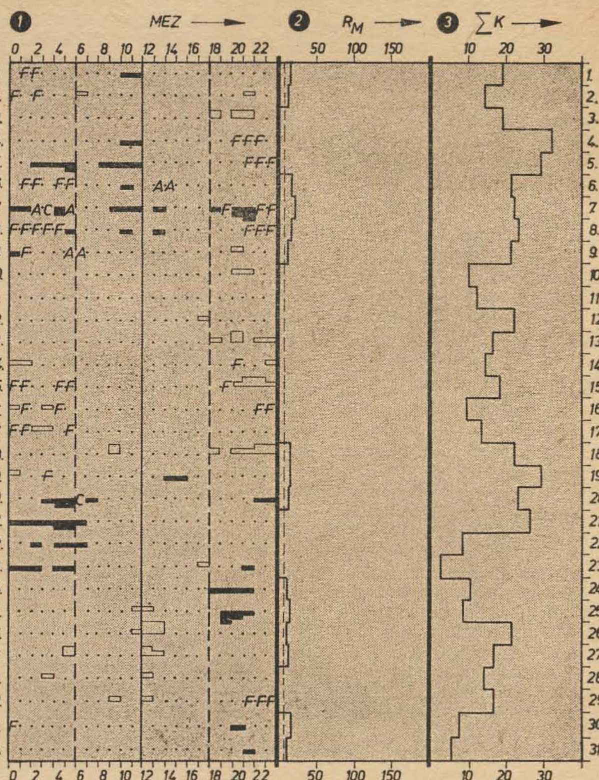
❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

$\Delta f/f$
- + 41% und darüber
- + 31 ··· + 40%
- + 21 ··· + 30%
- + 20 ··· − 18%
- − 21 ··· − 30%
- − 31 ··· − 40%
- − 41% und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

A = Abdeckung
C = Gerätestörung
F = Streuung
S = atmosphärische Störungen oder Fadings
N = Messung nicht interpretierbar
G = Ionisationsdichte der Schicht für brauchbare Messung zu gering
R = selektive Dämpfung

❷ gemessene Sonnenfleckenrelativzahlen (R_M)

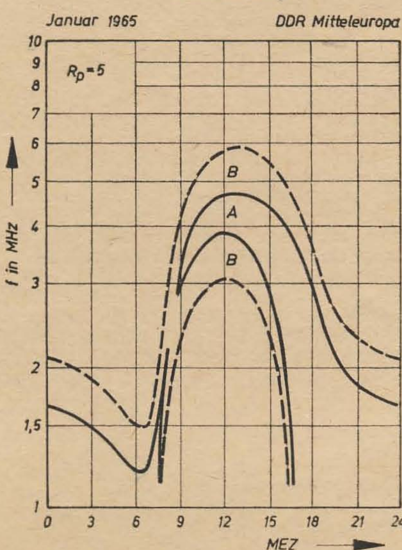
❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern ▶



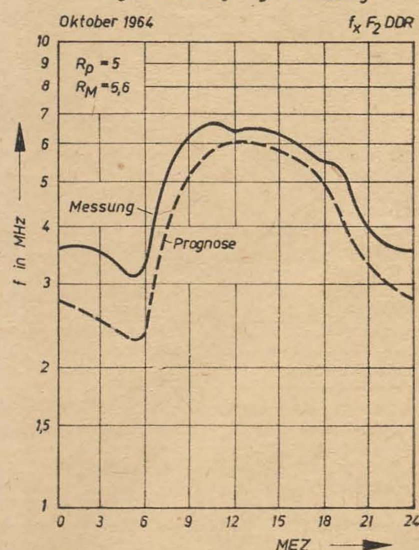
Vorschau für Januar 1965

Sendeleistung: 100 W
Mindestfeldstärke: 10 µV/m
Entfernung: 0 ··· 600 km
A = sicherer Verkehr
B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen ▼

Frequenzberatung



Gegenüberstellung Prognose/Messung



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

KM 7063 N — ein niederohmiges Kristallmikrofon für Transistorverstärker ●

Bauanleitung für einen Transistor-Rechteckwellengenerator ●

Neue Speicherelemente für elektronische Digitalrechner ●

Der Einsatz von Komplex-Mikroelektronik-Bausteinen in elektrischen Meßgeräten ●

Ein Blick auf die elektronische Industrie Japans ●

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Ein neuer Ferhsehkanalumsetzer** wurde am 23. Oktober 1964 in Rabenau, Bezirk Dresden, in Betrieb genommen. Sendefrequenz: Kanal 3, Polarisation der Sendeantenne: vertikal.

▼ **An die Stelle des Urans als Energiequelle** könnte eines Tages natürlich vorkommender Schiefer treten, heißt es in einem Bericht über die jüngsten geologischen Untersuchungen in Großbritannien. Die Forschungen haben ergeben, daß das Schiefertongestein Englands eine ungewöhnlich hohe Radioaktivität besitzt. Obwohl der Schieferton heute als Energiequelle nicht wirtschaftlich wäre, heißt es in dem Bericht, könnte dies eines Tages der Fall sein, wenn die Lager an hochgradigem Uran mit den künftigen Anforderungen nicht mehr Schritt halten.

▼ **Band I des Röhrentaschenbuches** unseres Verlages, den wir im Heft 20 (1964) anzeigten, ist in der Zwischenzeit vergriffen. Die 10. Auflage erscheint im II. Quartal 1965.

▼ **Das Moskauer Fernsehen** begann mit der Ausstrahlung eines dritten Programms, das an vier Tagen der Woche gesendet wird. Es soll insbesondere dazu dienen, Erwachsenen und Schülern das Erlernen von Fremdsprachen zu erleichtern.

▼ **Eine sechswöchige Werbefahrt** durch mehrere sozialistische Länder unternahm ein Kleinomnibus des VEB Vakutronik Dresden. Er warb in Jugoslawien, Bulgarien, Rumänien, Ungarn und der CSSR für die kernphysikalischen Meßgeräte dieses Werkes. In dem Fahrzeug wurden speziell für diese Länder ausgewählte Meßgeräte mitgeführt, die von Fachleuten in Fachkreisen und Außenhandelsorganen vorgestellt wurden.

▼ **Eine Katodenstrahlröhre mit sechs Elektrodensystemen** wurde von der amerikanischen Firma Sylvania herausgebracht. Sie dient zur gleichzeitigen Darstellung von sechs verschiedenen Vorgängen in ebensoviel verschiedenen Zonen des Schirms.

▼ **Innerhalb der elektrotechnischen Gebrauchsgüterproduktion Westdeutschlands** hat sich ein Strukturwandel vollzogen. Während die Hersteller elektrotechnischer Haushaltswaschmaschinen und -geräte ihren Produktionsanteil in den letzten drei Jahren von 13,8 auf 20 % ausdehnten, fielen die Anteile der Rundfunk-, Fernseh- und Fonoindustrie von 48,6 auf 42 %. Im engeren Bereich der Rundfunk- und Fernsehgerätebranche ging die Produktion von Tischrundfunkgeräten und Musikschränken von 1960 bis 1963 von 23 auf 16 % zurück. Bei Kofferradios dagegen erhöhte sich der Produktionsanteil von 7 auf 14 %. Bei Fernsehgeräten ging die Produktion von 1960 auf 1961 von 57 auf 50 % zurück; 1963 erhöhte sich die Produktion gegenüber dem Vorjahr wieder auf 52 %.

▼ **Der VEB Kondensatorenwerk Gera** machte uns im Zusammenhang mit unserem Artikel „Was wir könnten, wenn ... Teil 3" [radio und fernsehen 13 (1964) H. 18, Bild 3 (Seite 548)] darauf aufmerksam, daß der VEB Stern-Radio Berlin bereits seit Mai 1963 mit einem 20-μF-3/4-V-Kondensator in den Abmessungen 4 ∅ × 15 mm beliefert wird. Die allein vergleichbare spezifische Kapazität beträgt sowohl für den japanischen als auch für den neuen Kondensator von Gera 106 μF/cm³; beide Kondensatoren sind daher als gleichwertig einzuschätzen. Der in Gera entwickelte Kondensator wird seit dem 1. 1. 1964 im VEB Kondensatorenwerk Freiberg gefertigt. Wir bitten unsere Leser und ganz besonders die Mitarbeiter des VEB Kondensatorenwerk Gera wegen dieser unbeabsichtigten Irreführung um Entschuldigung.

▼ **Einen Oszillografen** mit 40 μs Schreibgeschwindigkeit hat eine amerikanische Firma entwickelt. Das Gerät ist transistorisiert. Die ausnutzbare Fläche auf dem Schirm beträgt 5 × 4 cm.

Normalfrequenzaussendung des DAMW

In Verbindung mit der Neugestaltung der Programmfolge des Deutschlandsenders war es notwendig, die Normalfrequenzaussendung des DAMW über den Langwellensender 185 kHz ab 25. 10. 1964 von bisher 10.10 bis 10.30 Uhr auf 10.30 bis 10.50 Uhr zu verschieben. Während dieser Zeit ist der 185-kHz-Träger von 10.30 bis 10.40 Uhr mit der 1000-Hz-Normalfrequenz des DAMW und von 10.40 bis 10.50 Uhr mit dem 440-Hz-Normstimmton moduliert. Die Aussendungen finden an jedem Werktag statt, falls nicht wichtige politische Ereignisse eine durchgehende Berichterstattung erfordern.

Neuartige Magnetlegierung

Eine Legierung aus Kobalt, Eisen und Vanadium, die im Vergleich zu jedem anderen permanentmagnetischen Material über die höchste bisher erreichte bleibende magnetische Induktion verfügen soll, ist von den amerikanischen Bell-Laboratorien entwickelt worden. Die permanente magnetische Induktion in diesem neuen Magnetwerkstoff soll 21 500 Gauß betragen.
Neben ihren einzigartigen magnetischen Eigenschaften soll die neue Legierung günstige mechanische Parameter aufweisen, widerstandsfähiger gegenüber Temperatureinflüssen sein und einen höheren Curie-Punkt als andere Ferritmaterialien haben. Ihre Koerzitivkraft beträgt 20 bis 60 Oerstedt. Der Elastizitätsmodul der Legierung wird als hoch bezeichnet, und der Wärmeausdehnungskoeffizient soll sich nur unwesentlich von dem des Glases unterscheiden.
Aus dem Magnetwerkstoff lassen sich starke und stabile Permanentmagnete mit sehr geringer Querschnittsfläche herstellen. Außerdem kann das Material zu dünnen Folien, schmalen Bändern und feinen Drähten verarbeitet werden.

Wichtige Literaturzusammenstellungen

Dem Bulletin wichtiger Literaturzusammenstellungen 10 (1964) entnahmen wir folgende Literaturhinweise. Interessenten haben die Möglichkeit, bei der als Herausgeber genannten Stelle eine Fotokopie der Literaturzusammenstellung zu bestellen.

Literatur über gedruckte Schaltungen und gedruckte Bauelemente
Lit.-Nr.: 189/64. Titelanzahl: 34 (4 S.).
Berichtsz.: 1959—64. Nur ausgewählte deutschsprachige Veröffentlichungen.
Hrsg.: Deutsche Bücherei, Abt. Auskunft. Leipzig C 1, Deutscher Platz.

Literatur über Oberflächeneigenschaften von Halbleitern.
Lit.-Nr.: 43. Titelanzahl: 46 (7 S.)
Berichtsz.: 1961—64
Hrsg.: VEB Halbleiterwerk. Werkteil Stahnsdorf. Dok. Stahnsdorf, Ruhlsdorfer Weg.

Literatur über thermoelektrische Kühlung und Peltier-Effekt
Titelanzahl: 57. Berichtsz.: 1958—62.
Hrsg.: Inst. f. Chemieanlagen. Dok.-Stelle. Dresden A 19, Mansfelder Str. 26.

Ein Automat zur Diodenmessung

Ein Automat zur Diodenmessung, der in wenigen Sekunden die Kenndaten von Dioden ermittelt, wurde im Institut für Elektronik und Rechentechnik der Lettischen Akademie der Wissenschaften in Betrieb genommen. Ein Mensch würde für diese Arbeit die 30- bis 50fache Zeit benötigen. Der Automat wird durch den Druck auf einen Knopf in Gang gesetzt. Alles übrige für die Messung der Dioden besorgt das Elektronengehirn. Die kybernetische Vorrichtung steuert die Prüfung der Muster bei 25 verschiedenen Betriebsarten und führt eine Vielzahl logischer Vergleiche und Rechenoperationen aus. Die Apparatur gibt objektive, genaue Daten, die sich sonst auf keine andere Weise gewinnen lassen.

Fernsehempfänger als Brille

Die tatsächliche Umgebung und ein Fernsehbild zugleich können mit einem sogenannten Videobrillen-Elektrookular wahrgenommen werden, das in den USA entwickelt worden ist. Die Münchner Zeitschrift „Elektronik" berichtet darüber, daß das Gerät, eine 18 cm lange tubusförmige Miniaturfernsehröhre, mit einem Band links oder rechts am Kopf getragen wird. Der Bildschirm hat einen Durchmesser von drei Zentimetern. Das Fernsehbild wird auf einem durchsichtigen Spiegel von vier Zentimetern Durchmesser vor dem Auge sichtbar. Der Spiegel reflektiert das Fernsehbild in einem z. B. grünlichen Farbton, wirkt aber auch wie ein Fenster, durch das man die Umgebung sehen kann. Die Färbung des Fernsehbildes soll Verwechslungen mit der Umgebung vermeiden. Aus dem Tele-Bild lassen sich außerdem verschieden große Bildausschnitte einstellen. Das neue Gerät kann unter anderem von einem Chirurgen während der Operation benutzt werden, wobei der Arzt nicht nur den zu operierenden Patienten vor sich sieht, sondern auch Werte über den Blutdruck, die Puls- und Atemfrequenz und andere Meßwerte über das Fernsehbild beobachten und überwachen kann. In einem Industriebetrieb wäre es möglich, Facharbeitern bei der Herstellung komplizierter Teile oder bei der Montage von Anlagen die Konstruktionszeichnungen zuzusenden und vorzuspiegeln. Anstelle des Fernsehbildes könnten auch Radarbilder auf diese Weise übertragen werden. Daraus ergeben sich Einsatzmöglichkeiten in der Luft- und der Seefahrt. Ein Pilot könnte beim Landen die Piste überblicken, ohne vom Armaturenbrett aufsehen zu müssen.

Elektronenhirn veranschlagt Weltraumprojekte

Wieviel der Abschuß eines Raumfahrzeuges zum Mars im Jahre 2000 kosten wird, und andere Fragen, beantwortet innerhalb von Sekunden ein neues elektronisches Rechensystem, das die Lockheed-Werke im Auftrag der amerikanischen Weltraumbehörde entwickelt haben. Nach der neuen Methode sollen die gesamten Kosten für die Entwicklung gegenwärtiger und künftiger Raketensysteme über einen Zeitraum von mehreren Jahren vorausgesagt werden können. Das Ausgangsmaterial der neuen Rechenmethode sind 2600 Lochkarten mit etwa 30 000 Einzelinformationen, die von den Ingenieuren der Werke speziell für die Vorhersage der wahrscheinlichen Kosten zusammengestellt wurden.

Mikrowellenentfernungsmesser für geodätische Zwecke

Die Budapester Betriebe für Präzisionsmechanik stellen einen Mikrowellenentfernungsmesser für geodätische Zwecke her. Die Einrichtung arbeitet mit einer Wellenlänge von 2 cm. Am Endpunkt der Vermessungsstraße ist ein Parabolspiegel aufgestellt, und das von ihm reflektierte Signal wird von der Sende/Empfangsanlage empfangen und mit dem gesendeten Signal auf einer Bildröhre verglichen. Die maximale Genauigkeit des Entfernungsmessers beträgt $2{,}5 \cdot 10^{-5}$, die längste bei günstigen atmosphärischen Bedingungen meßbare Strecke beträgt 50 km. Diese Entfernung kann in 10 bis 15 Minuten, also bedeutend schneller als mit optischen Geräten, gemessen werden. Ein Vorteil des Gerätes ist, daß Messungen auch bei schlechter Sicht, bei Nebel und Dunkelheit durchgeführt werden können. Die Betriebsspannung liefern Akkus und ein Gleichspannungswandler. Der Arbeitstemperaturbereich reicht bis − 40 °C.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

13. JAHRGANG · 1. DEZEMBERHEFT 23 1964

Elektronische Temperaturmeß- und -warneinrichtung für landwirtschaftliche Zwecke

Ing. HAGEN HERBST

Zur Weiterentwicklung der Arbeitsproduktivität in der sozialistischen Landwirtschaft ist es erforderlich, daß ständig die neuesten technischen Einrichtungen zur Verfügung stehen. Unter anderem vermag besonders die Elektronik in vielfältigster Weise zur Lösung von Aufgaben in der landwirtschaftlichen Produktion beizutragen. Im nachfolgenden Beitrag soll daher eine elektronische Temperaturmeß- und -warneinrichtung beschrieben werden, die speziell für die Einsatzbedingungen in der Landwirtschaft entwickelt wurde.

Allgemeines

Die Einrichtung ermöglicht eine genaue Messung von Temperaturen und die Meldung einer überschrittenen Maximal- oder unterschrittenen Minimaltemperatur durch Auslösung eines akustischen bzw. optischen Warnsignals. Es ist möglich, auch vor Auslösung des Warnsignals die fallende oder steigende Tendenz der Temperatur durch Messungen festzustellen. Daher können bereits vor Erreichung der zulässigen Grenztemperatur vorbeugende Maßnahmen eingeleitet werden. Um eine möglichst universelle Anwendbarkeit zu erreichen, besteht die Einrichtung aus zwei Teilen, dem tragbaren Temperaturmeßgerät und einem stationären Temperaturwarngerät — als Zusatz — das bei Bedarf an das erstere angesteckt werden kann. Die eigentlichen Temperaturmeßsonden enthalten in Gummi eingebettete Widerstandsthermometer. Sie werden gleichzeitig mit dem Erntegut in die Mieten eingebracht. Außer der einlegbaren Gummisonde kann für Kontrollmessungen auch mit einer ,,einstechbaren" Metallsonde gearbeitet werden. Durch Anwendung der einlegbaren Gummisonde kann jetzt auch in Lagern großer räumlicher Ausdehnung an beliebigen Stellen die Temperatur gemessen und überwacht werden. Dies war mit den bisher üblichen einstechbaren Glasthermometern nicht in jedem Falle möglich. Bild 1 zeigt die gesamte Temperaturmeß- und -warneinrichtung einschließlich Gummisonde. Sie ist in der Praxis erprobt worden und hat sich bei der Lösung verschiedener Aufgaben gut bewährt:

1. Temperaturüberwachung von eingelagertem Getreide und Rauhfutter, zur Vermeidung von Selbstentzündungen und Nährwertabbau
2. Temperaturkontrolle bei eingelagerten Hackfrüchten im Winter, zur Erhaltung der optimalen Lagertemperatur
3. Temperaturüberwachung von Ställen
4. Bestimmung der Futtertemperatur
5. Ein- und Ausschaltung von Heizungs- und Belüftungsanlagen
6. Bestimmung der Bodentemperatur bei der Frühjahrsbestellung zur Vermeidung von Keimschädigungen

Wirkungsweise und Schaltung

Das Temperaturmeßgerät ist für stationären und mobilen Einsatz bestimmt. Deshalb wurde zur Stromversorgung Netzeinspeisung oder eine 4,5-V-Flachbatterie vorgesehen. Die Netzeinspeisung des Temperaturmeßgerätes ist hauptsächlich für Warnbetrieb gedacht, so daß die Schalterstellung ,,Netz" bei mobilem Betrieb gleichbedeutend mit ,,Temperaturmeßgerät ausgeschaltet" ist. Es können allerdings auch Temperaturmessungen bei Einspeisung des Temperaturmeßgerätes aus dem Netz über das im Temperaturwarngerät befindliche Netzteil durchgeführt werden. Bild 2 zeigt das Schaltbild der Temperaturmeß- und -warneinrichtung.

Bei Temperaturmessungen wird der im Temperaturmeßgerät befindliche Druckknopftaster betätigt. Hierdurch wird die μA-Meter-Schutzbrücke und die Verbindung zum Warngerät geöffnet sowie das μA-Meter in die Meßbrücke eingeschaltet. Durch Nullabgleich des μA-Meters mittels des Meßpotentiometers R_2 kann die jeweils am Widerstandsthermometer vorhandene Temperatur auf der Skala direkt in °C abgelesen werden.

Das verwendete Widerstandsthermometer vom Typ Pt 100 wird nach TGL 0-43760 vom VEB Thermometerwerk Geraberg gefertigt. Es weist bei 0 °C einen Widerstand von 100 Ω ±0,1 Ω und im erforderlichen Temperaturmeßbereich eine Widerstandsänderung von 0,385 Ω · °C⁻¹ auf. Für den geforderten Temperaturmeß- und -warnbereich von —10 °C bis + 90 °C ergibt sich bei dem Widerstandsthermometer R_1 eine Widerstandsänderung von etwa 96 Ω ($R_{1\,min}$) bis etwa 135 Ω ($R_{1\,max}$). Das handelsübliche Meßpotentiometer R_2 vom Typ Ms. wd. 1091 a, Hersteller VEB Gerätewerk Karl-Marx-Stadt, weist einen maximalen Wert von 50 Ω auf. Der mit dem Meßpotentiometer R_2 in Reihe zu schaltende Widerstand R_3 kann mittels dieser Daten errechnet werden.

$$R_3 = \frac{R_{1\,min} \cdot R_2}{R_{1\,max} - R_{1\,min}} = \frac{96 \cdot 50}{135 - 96} \approx 125\,\Omega$$



Bild 1: Temperaturmeß- und -warneinrichtung für landwirtschaftliche Zwecke

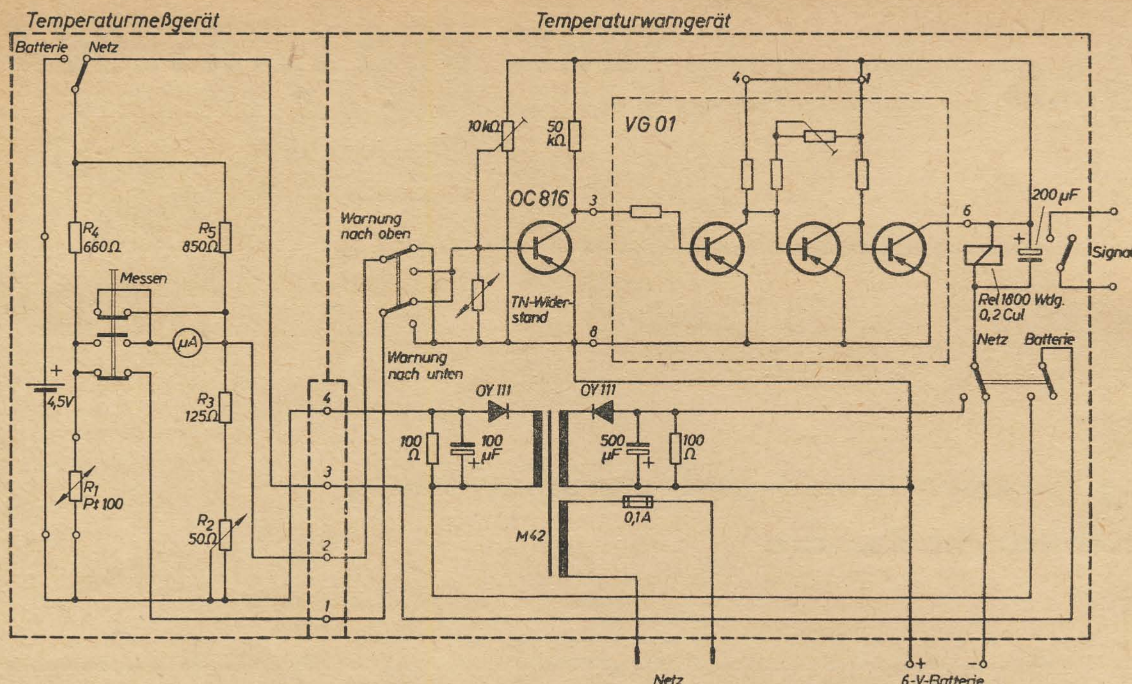


Bild 2: Schaltung der Temperaturmeß- und -warneinrichtung

Um die Meßfehler durch Eigenerwärmung der Widerstandsthermometer gering zu halten, wurde für den zweiten Widerstand R_4 dieses Brückenzweiges ein Wert von 660 Ω gewählt. Der Strom beträgt damit etwa 6 mA und liegt unter dem vom VEB Thermometerwerk Geraberg vorgegebenen Maximalwert von 10 mA. Nun kann anhand der vorgegebenen und berechneten Werte der mit den Widerständen R_2 und R_3 im gleichen Brückenzweig liegende Widerstand R_5 ermittelt werden:

$$R_5 = \frac{R_3 \cdot R_4}{R_{1\,min}} = \frac{125 \cdot 660}{96} \approx 850\,\Omega$$

Bei Warnbetrieb wird das Temperaturmeßgerät mit dem Temperaturwarngerät durch eine vierpolige Steckerleiste verbunden. Hierdurch gelangt eine ausreichend konstante Spannung von 4,5 V von dem im Warngerät befindlichen Netzteil zur Meßbrücke. Anstelle des μA-Meters ist bei Warnbetrieb der Eingang des im Temperaturwarngerät befindlichen Schaltverstärkers in die Meßbrücke eingeschaltet.

Soll bei einer bestimmten Temperatur ein Warnsignal ausgelöst werden, so wird das Temperaturmeßgerät 4 °C unter bzw. über diesem Ansprechpunkt eingestellt. Außerdem wird mittels des im Eingang des Schaltverstärkers angeordneten Polaritätsumschalters vorgewählt, ob eine Warnung beim Überschreiten der vorgewählten Grenztemperatur nach oben oder nach unten erfolgen soll.

Der Schaltverstärker wird bei Netzbetrieb aus dem Netzteil mit 6 V gespeist. Wie bereits erwähnt, kann die gesamte Einrichtung auch mittels der im Temperaturmeßgerät befindlichen 4,5-V-Flachbatterie und eines zusätzlichen 6-V-Akkumulators betrieben werden. Ein Dauerbetrieb ist jedoch nur bei Netzanschluß möglich, da die Genauigkeit der Einrichtung bei Warnbetrieb über längere Zeit durch die sinkende Klemmenspannung der 4,5-V-Flachbatterie nicht gewährleistet ist. Dagegen ist die Genauigkeit der Temperaturmessung nicht vom Ladezustand der Batterie, sondern weitestgehend von der Einstellung und Ablesung durch den Bedienenden abhängig.

Technische Daten

Temperaturmeß- und -warnbereich:	—10 °C bis +90 °C
Meßgenauigkeit:	±0,5 °C
Warngenauigkeit:	±2,5 °C
Stromversorgung für	
Temperaturmeßgerät:	4,5-V-Flachbatterie oder 220 V~
Temperaturwarngerät:	4,5-V-Flachbatterie und 6-V-Akkumulator oder 220 V~

Die Netzbatterieumschaltung erfolgt im Warngerät. Das Warngerät enthält als wesentlichste Baugruppe einen Gleichstromschaltverstärker. Den Grundbaustein dieses im Warngerät befindlichen Schaltverstärkers bildet die Transistoreinheit VG 01 des VEB Wetron Weida, der ein Transistor vom Typ OC 816 zur Erzielung der erforderlichen Empfindlichkeit vorgeschaltet ist. Die Transistoreinheit VG 01 enthält drei Transistoren, die im Schaltbetrieb arbeiten. Um einen exakten Auslösepunkt für die Signaleinrichtung (Signal) zu erhalten, war es erforderlich, einen Schaltverstärker, auch Schmitt-Trigger genannt, zu verwenden. Dieser weist zwei stabile Zustände auf und schaltet beim Über- oder Unterschreiten des definierten Ansprechpunktes durch eine Steuerspannung von einem auf den anderen Zustand, von Transistor nichtleitend auf Transistor leitend. Das Warnsignal wird daher durch Anziehen des Relais ausgelöst, wenn der Umschalter „Warnung nach oben oder — unten" entsprechend der Tendenz des Temperaturverlaufes eingeschaltet ist und der am Temperaturmeßgerät eingestellte Ansprechpunkt (Ansprechtemperatur) überschritten wird.

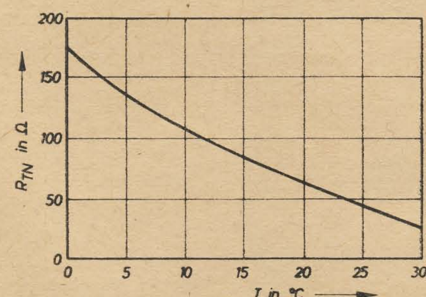


Bild 3: Temperaturgang des Gleichstromschaltverstärkers, durch einen Thermistor kompensiert

Technische Daten

Transistoreinheit VG 01

Betriebsspannung:	6 V ≦ U_B ≦ 12
max. Schaltstrom:	I_s = 135 mA
min. Arbeitswiderstand:	bei U_B = 6 V, R_a = 45 Ω
max. Schaltleistung:	bei U_B = 6 V, N = 0,8 W
Betriebswerte:	bei U_B = 6 V, R_a = 100 Ω reell, —10 °C ≦ T_a ≦ +50 °C
Steuerspannung:	U_E = 300 mV
Steuerstrom:	5 μA ≦ I_E (≦ 80 μA) bei +50 °C ≈ 5 μA bei —10 °C ≈ 80 μA

Aus den technischen Daten der Transistoreinheit VG 01 ist zu erkennen, daß diese bereits ohne den einstufigen Transistorvorverstärker einen beachtlichen Temperaturgang aufweist. Der Temperaturgang des gesamten Schaltverstärkers wurde durch Messung ermittelt und ist im Bild 3 dargestellt. Durch Einschalten eines Thermistors vom TN-Typ des VEB Keramische Werke Hermsdorf in den Eingang des Schaltverstärkers wurde dieser Temperaturgang weitestgehend kompensiert. Beim Entwicklungsmuster ergab sich über den gesamten Bereich eine maximale Meßungenauigkeit von ±0,5 °C und eine maximale Warnungenauigkeit von ±2,5 °C.

Mechanischer Aufbau

Der mechanische Aufbau der Einrichtung ist aus den Bildern 1 und 4 zu ersehen. Die Ge-

rätegehäuse sind aus Holz gefertigt, imprägniert und mit einem Oberflächenschutz versehen.
Das μA-Meter und die Skala mit Drehknopf wurde in der Frontplatte des Temperaturmeßgerätes versenkt angeordnet. Der „Batterie/Netz-Umschalter", der Druckknopftaster „Messen" und die Anschlußklemmen für die Widerstandsthermometer „Thermometer" befinden sich oben am Gerät.
Alle Bauteile des Temperaturwarngerätes sind auf einer Isolierstoffplatte montiert, die im Gehäuse versenkt angeordnet ist. Die Gerätesicherung und das Potentiometer (10 kΩ) zur Festlegung des Ansprechpunktes des Schaltverstärkers sind nach Öffnen des Temperaturwarngerätes zugänglich.

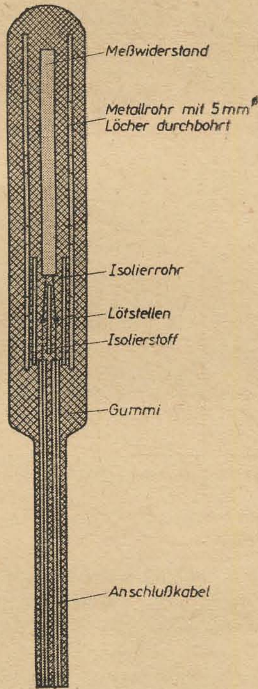


Bild 5: Einlegbare Gummisonde im Schnitt

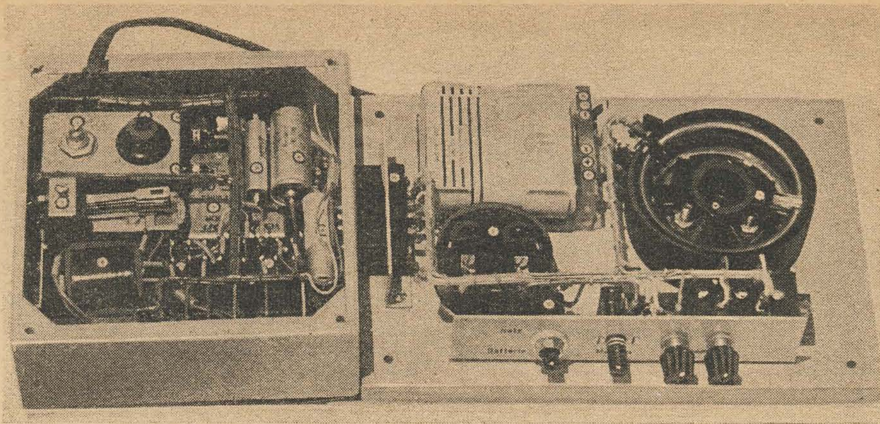


Bild 4: Mechanischer Innenaufbau der Temperaturmeß- und -warneinrichtung

Im Bild 5 ist eine Gummisonde im Schnitt dargestellt. Die eigentlichen Meßwiderstände oder Widerstandsthermometer sind mittels Metallrohre vor mechanischen Beschädigungen geschützt. Durch Einvulkanisieren der Widerstandsthermometer und der Metallrohre zusammen mit den Enden der Anschlußkabel wurden den Anforderungen der landwirtschaftlichen Praxis entsprechende Temperaturmeßsonden, die sog. Gummisonden, geschaffen. Sie weisen eine sehr gute Witterungsbeständigkeit auf, sind elastisch und mechanisch stabil. Die Widerstandsthermometer bestehen aus einem mit einer Wicklung aus 0,05 mm Platindraht versehenen Keramikträgerkörper.
Die einstechbaren Widerstandsthermometer vom Typ 340 werden in Nennlängen von 500 mm bis 2000 mm vom VEB Thermometerwerk Geraberg gefertigt.

Literatur

[1] Matuschek: Elektronik in der sowjetischen Landwirtschaft. radio und fernsehen 12 (1963) H. 22 S. 679—681
[2] Solodownikow: Bauelemente der Regelungstechnik, Teil I S. 93—96. VEB Verlag Technik, Berlin
[3] DDR-Standard: TGL 0-43760; Widerstandsthermometer
[4] Transistoreinheit VG 01 und MB 01; Technische Information des VEB Wetron Weida, 1963

Neue Selenhalbleiterbauelemente

Die französische Firma SORAL brachte bereits vor einiger Zeit Selensperrschicht-Bauelemente heraus (Transistop), die Überspannungsspitzen abkappen und so andere Bauelemente vor Zerstörung schützen [1]. Dieselbe Firma fertigt nun auch Niederspannungskonstanthalter auf Selenbasis (Bilder 1 und 2) und kleine Clipper (Bilder 3 und 4), die parallel zum Kopfhörer geschaltet werden und den Funker davor bewahren, von Krachimpulsen o. ä. „taub geschrien" zu werden.

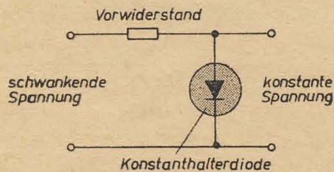


Bild 1: Schaltung des Selensperrschicht-Spannungsstabilisators

Die Stromspannungskennlinie im Bild 1 gleicht der einer Zenerdiode, jedoch ist das Selensperrschicht-Bauelement im Gegensatz zur Zenerdiode in Durchlaßrichtung gepolt. Die Temperaturabhängigkeit des Selensperrschicht-Konstanthalters liegt zwischen —20 und 65 °C bei 20% der stabilisierten Spannung bei großen Strömen. SORAL fertigt z. Z. zwölf verschiedene Konstanthaltertypen an für Spannungen von 0,85; 1,7; 2,55; 3,4; 4,25 und 5,1 V und Strömen von 1 bzw. 10 mA.
Bei den Clippern handelt es sich um die Antiparallelschaltung von zwei kleinen Selendioden. Durch die Kennlinie ergibt sich für kleine Spannungen ein großer Widerstand, der für große Spannungen um mehrere Zehnerpotenzen abnimmt. Spannungsspitzen brechen deshalb an dem Clipper zusammen, während die kleineren Nutzspannungen ungehindert am parallel liegenden Kopfhörer wirksam werden.
Streng

Literatur

[1] Transistop — ein Schutz des Gleichrichters vor Spannungsspitzen. radio und fernsehen 13 (1964) H. 6 S. 171

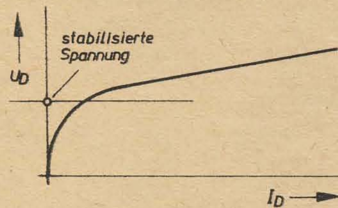


Bild 2: Stromspannungskennlinie der Selensperrschicht-Spannungsstabilisatoren

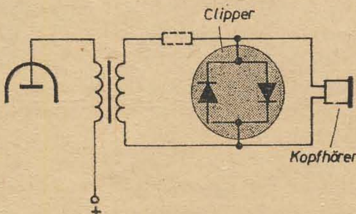


Bild 3: Schaltung des Clippers

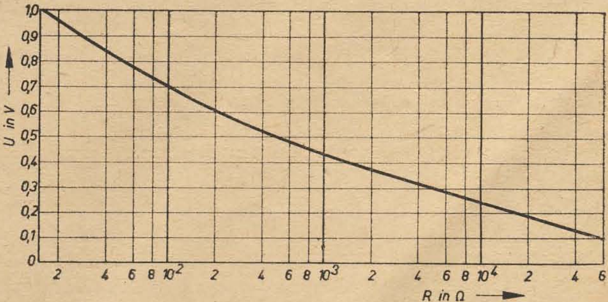


Bild 4: Widerstand als Funktion der anliegenden Spannung beim Clipper

Brettschaltung – heute

KLAUS SCHLENZIG

Einleitung

Die erste Stufe bei der Entwicklung eines elektronischen Gerätes ist die Brettschaltung. Ihr Name stammt aus der Zeit, da tatsächlich die Teile einer Schaltung zur Erprobung der Funktion auf einem Brett aufgebaut wurden. Das war angesichts der großen, teilweise recht schweren Bauelemente zweckmäßig. Solide Holzschrauben, Winkel und andere Hilfsteile sicherten die mechanische und damit in gewissem Grade auch die elektrische Stabilität der Schaltung. Die Seriengeräte der damaligen Zeit spiegelten viele Merkmale dieser Art von Versuchsschaltungen wider.

Zwischen Gerät und Brettschaltung ist also eine gewisse Wechselwirkung festzustellen. Bei Übergang auf eine neue Konstruktionsform oder Fertigungstechnologie muß die Brettschaltung „nachziehen". Im folgenden wird der Versuch einer Übersicht gemacht und eine Einschätzung der heute und in nächster Zeit üblichen oder empfehlenswerten Brettschaltungsarten gegeben. Die Höchstfrequenztechnik mit ihren frequenzbedingten Besonderheiten bleibt hier naturgemäß ausgeklammert.

Brettschaltung für „herkömmliche" Technik

Holz als Träger der Versuchsschaltung wird selbstverständlich nur dort eingesetzt, wo die übrigen Hilfsmittel (Lötleisten, Röhrenfassungen usw.) so beschaffen sind, daß keine „heißen" Stellen der Schaltung mit dem Holz in Berührung kommen. Weitaus häufiger wird Hartpapier verwendet. Die Bedienungselemente werden meist an einer Art niedriger „Frontplatte" untergebracht, die senkrecht zur Grundplatte steht. Diese Art ist jedem Elektrotechniker aus seiner Laborpraxis bekannt. Sie ist selbstverständlich nur dort brauchbar, wo Pegel und (oder) Frequenzen so niedrig liegen, daß die offene, relativ weitläufige Schaltung funktionsfähig bleibt. Außerdem muß sichergestellt sein, daß sich bei Übertragung des Ergebnisses in den endgültigen Geräteaufbau durch die Änderung von Dimensionen und Zuordnungen keine neuen Schwierigkeiten einstellen.

Für alle anderen Fälle hat sich das Experimentierchassis durchgesetzt. Es enthält eine Reihe von Röhrenfassungen, Lötleisten und Stützpunkten, Durchbrüche für Bedienungselemente und Buchsenleisten zur Heranführung der Versorgungsspannungen. Auf der Oberseite angebrachte Säulen sorgen dafür, daß bei umgekipptem Chassis keine Röhre beschädigt wird. Auch die schwenkbare Lagerung des ganzen Chassis in einem Rahmen trifft man bisweilen an.

Diese Technik hat ebenfalls ihre Grenzen. Wieder ist die Frequenz der bestimmende Faktor. Bei Versuchsschaltungen oberhalb einiger 10 MHz ist man auf jeden Fall gezwungen, spezielle Chassiskonstruktionen mit zusätzlichen Schirmen zu schaffen, deren letzte Variante schon weitgehend das künftige Gerätegesicht trägt.

Die Brettschaltung im Zeitalter der Leiterplatte

Als infolge wirtschaftlicher und technischer Gründe die gedruckte Schaltung in die Gerätetechnik Einzug hielt, versuchte man zunächst in vielen Fällen, „konventionelle" Geräte einfach umzustellen. Dieser Versuch glückte nie ganz hundertprozentig. Sehr bald erwies sich, daß die neue Technologie auch von Grund auf neue Konstruktionsformen erforderte.

Mindestens ebenso wichtig ist jedoch bereits eine „leiterplattengerechte" Entwicklung von Beginn der Aufgabe an. Nach der positiven Beantwortung der Frage „Gedruckte Schaltung — ja oder nein?" muß sofort in dieser Technik entwickelt werden. Nur so wird die Wahrscheinlichkeit späterer Fehlschläge auf ein Minimum reduziert. Vielen Entwicklungsstellen erschien (und z. T. ist das noch heute so) jedoch zu Anfang dieser Zeit die Selbstherstellung entsprechender Leiterplattenmuster nicht möglich. Kooperation im ersten Stadium einer Entwicklung, wo sich täglich Änderungen notwendig machen können, ist aber unzweckmäßig. Im folgenden wird daher eine Übersicht gegeben, welche Möglichkeiten sich dem Entwickler bieten, dennoch „leiterplattengerecht" zu entwickeln.

Nietösenplatte

(Bild 1)

Diese Art kommt der herkömmlichen Brettschaltung noch am nächsten, reduziert jedoch den Raumbedarf der Hilfselemente (hier eingenietete Lötstifte) auf ein Minimum, nämlich auf ein Loch je Lötstift. Da dieser Lötstift aber im Versuch durch mehrere Bauelementeanschlüsse belegt werden kann, verführt er besonders den Unerfahrenen dazu, die späteren Möglichkeiten bezüglich Anschlußfläche falsch einzuschätzen. Die Verdrahtungsfrage wird hier so gelöst, daß die Verbindungen mit verzinntem oder versilbertem, nicht zu dünnem Schaltdraht (etwa 0,6 ··· 0,7 mm ∅) zwischen den Fußpunkten der Lötstifte auf der den Bauelementen abgewandten Seite der Hartpapierplatte erfolgt. Das kreuzungsfreie Verlegen dieser Verbindungen unmittelbar auf der Hartpapierfläche ist eine gute Übung für die Technik der gedruckten Schaltung. Allerdings weist die so verdrahtete Platte meist weniger Leitungszüge auf als eine äquivalente Leiterplatte, wenn Lötstifte mehrfach belegt werden. Auch die Zuordnung Bauelementeseite — Leiterseite entspricht der Leiterplattentechnik. Schaltungsänderungen bedingen das Einsetzen von neuen Lötösen in neuen Bohrungen. Die Mehrfachverwendung eines Loches ist schwierig; der Vorgang des Nietens

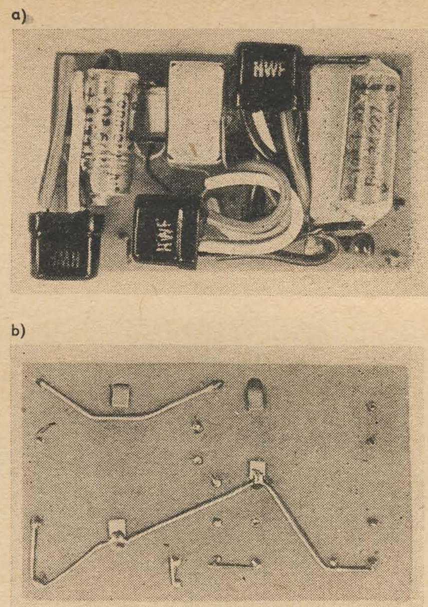


Bild 1: a) Nietösen-(Lötstift-)Platte, bestückt; b) Verdrahtungsseite

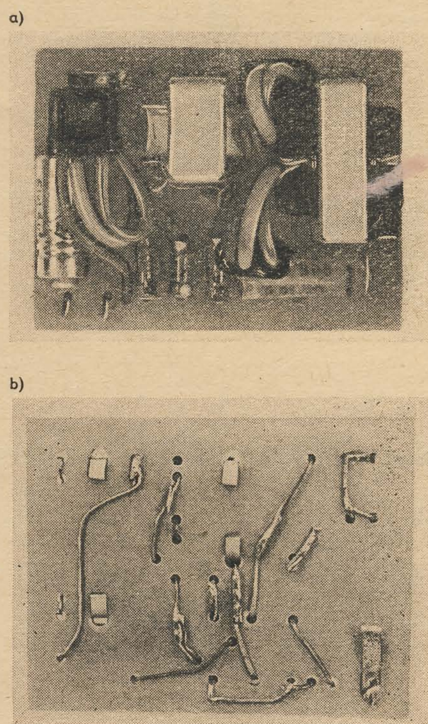


Bild 2: a) Lochplatte, bestückt; b) Verdrahtungsseite

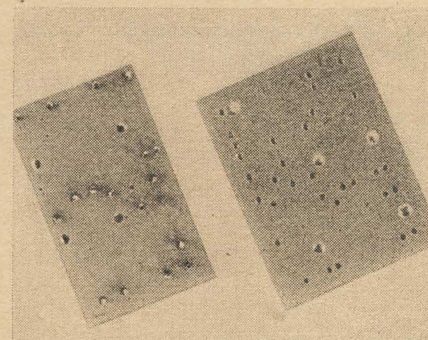


Bild 3: Unbestückte Lochplatte und Lötstiftplatte

weitet die Bohrung auf. Eine volle Bestückung der Platte mit Lötstiften („Nagelbrett") empfiehlt sich nicht, weil nicht nur der Einbau von Bauelementen erschwert wird, sondern weil das auch leicht auf der „Leiterseite" zu Irrtümern führt. Daß die Lötstifte zweckmäßig im Rastermaß für gedruckte Schaltungen angebracht werden, dürfte selbstverständlich sein.

Die Nietösenplatte bedeutet also für den Entwickler bereits den Ablauf „Lageentwurf" (Zuordnung der Bauelemente) — Leitungsmusterentwurf — Schaffung der Versuchsplatte. Deren Aufwand wird durch die Zahl der einzusetzenden Lötösen bestimmt. Der Vorgang des Bohrens entspricht der normalen Leiterplatte (abgesehen von der kleineren Lochzahl bei Mehrfachbelegung der Lötstifte). Allerdings muß hier angekörnt oder mit Schablone gebohrt werden. Versuchsleiterplatten nach dem fotomechanischen Verfahren kann man dagegen bereits von der Leitungsmusterzeichnung her mit Körnerpunkten versehen.

Schaltungsänderungen sind mit geringem Aufwand durchführbar, sie erfordern nur einige neue Löcher und Lötstifte.

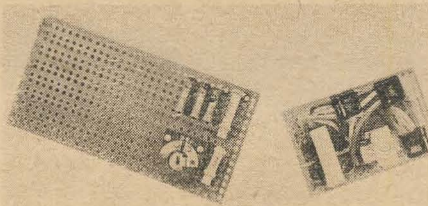


Bild 4: Universallochplatten

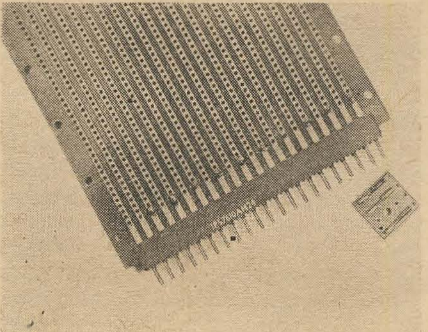
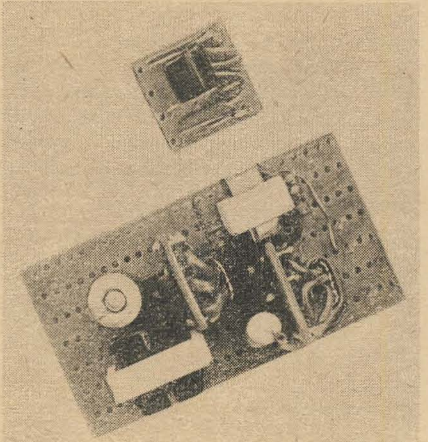


Bild 5: Veroboard-Halbzeugplatte mit Modul für Halbleiter und Federleiste

a)



b)

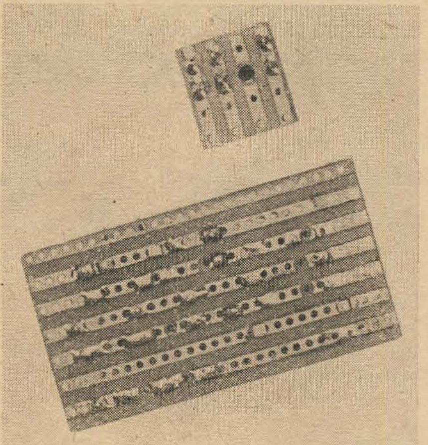


Bild 6: a) Bestückte Veroboard-Platte; b) Leiterseite

Lochplatte

Die Lochplatte verzichtet weitgehend auf Nietösen. Die Bauelemente werden — genau wie bei der Leiterplatte — durch Bohrungen in der Hartpapierplatte gesteckt. Im Unterschied zur gedruckten Schaltung schneidet man die Anschlüsse aber nicht unmittelbar über der Leiterseite ab, sondern benutzt sie zur Verdrahtung. Eng gebaute Schaltungen benötigen dann kaum noch zusätzliche Drähte (Bild 2).

Nachteilig wirkt sich aus, daß sehr oft mehrere Anschlüsse an einen Punkt zu löten sind — eine für Seriengeräte verbotene Methode. Das Auswechseln eines Bauelementes ist also entsprechend schwierig. Durch die verschiedenen Drahtdurchmesser und die manchmal großen Anschlußlängen auf der Leiterseite wird die Schaltung recht unstabil. Bei größeren Bauelementen muß man diesen Umstand durch zusätzliche Drahtbügel u. ä. zur Befestigung berücksichtigen. Für bestimmte Formate, die oft wiederkehren (so z. B. das Mechanische Baukastensystem der VVB Nachrichten- und Meßtechnik), wurden mancherorts Bohrschablonen geschaffen, die das Arbeiten mit der speziellen Lochplatte sehr vereinfachen, indem sie deren Herstellung wesentlich rationeller gestalten. Die Schablonen ermöglichen es, in allen Rasterpunkten des 2,5-mm-Netzes 1,3-mm-Normlöcher anzubringen. Auf die Bohrlehre gelegte Papiermasken erleichtern das Auffinden der richtigen Löcher. Es ist auch möglich, mit einer x- und einer y-Skala am Rande zu arbeiten.

Universell wird die Lochplatte, wenn man sie tatsächlich in jedem Rasterpunkt mit einem Durchbruch versieht. Damit erweitert sich gleichzeitig ihr Anwendungsbereich (Bild 4). Aus der Platte für spezielle Schaltungen wird eine nicht nur zur einmaligen Bestückung geeignete, sondern eine Experimentierplatte für die günstigste Anordnung der Bauelemente für die spätere Leiter- oder manchmal auch (bei Kleinstserien) spezielle Lochplatte. Selbstverständlich ist es auch möglich, vorübergehend auf einer solchen Platte eine Schaltung zu Versuchszwecken zusammenzulöten. Mehrfachverwendung empfiehlt sich schon aus Preisgründen. Damit bildet die Universallochplatte das moderne „Brett", denn auch das der herkömmlichen Technik wird nicht nur ein einziges Mal verwendet.

Die rationelle Herstellung von Experimentallochplatten setzt die heute allgemein üblichen Universallochwerkzeuge für Leiterplatten voraus. Infolge der begrenzten Maschinenleistung wird meist in mehreren Schritten gelocht. Das erfordert Umrüsten und eine hohe Präzision von Arbeit und Werkzeug. Dennoch rechtfertigt das Ergebnis den Aufwand. Je cm² in jedem Rasterpunkt gelochter Fläche kann man bei mittleren Stückzahlen mit einem Richtwert von 5 MDN rechnen.

Ein Problem beim Aufbau von Röhrenschaltungen bildet die Tatsache, daß die bei uns üblichen Röhrenfassungen für gedruckte Schaltungen nicht in das Raster passen. Ihre Durchbrüche werden mit Spezialwerkzeugen gelocht. Die Universallochplatte kann also unmittelbar keine Röhrenfassungen aufnehmen. Hier ist die spezielle, nur mit den notwendigen Löchern versehene Platte im Vorteil, die dann lediglich eine Bohrschablone für 7- und 9polige Miniaturröhren benötigt. Es ist selbstverständlich möglich, für Experimentierzwecke übliche Röhrenfassungen auf Zwischenplatten mit entsprechendem Leitungsmuster anzubringen und von diesen aus im Rastermaß eingelötete Drähte zur Lochplatte zu führen. Damit weicht aber die Experimentierschaltung im Anschlußbild auf jeden Fall von der späteren, endgültigen Leiterplatte ab. Das kann jedoch gerade bezüglich der Leitungsführung zwischen den Röhrenanschlüssen erhebliche Konsequenzen haben.

Jedenfalls zeigt sich auch in dieser Hinsicht, daß der Einsatz von Elektronenröhren und die moderne Gerätetechnologie eine „Nahtstelle" der Entwicklung bilden. Hauptanwendungsgebiet der Experimentallochplatte dürfte also die mit Halbleitern bestückte Schaltung sein. Das trifft noch stärker auf die folgende „Brettschaltungs"-Art zu.

Halbzeugplatte mit Standardmuster

Es hat manchen Versuch gegeben, ein Leitungsmuster für möglichst viele verschiedene Schaltungen auszunutzen. Immer wieder stellte sich jedoch heraus, daß so nur jeweils eine sehr begrenzte Zahl von Schaltungen mit in Form, Größe und Anordnung ähnlichen Bauelementen optimal realisiert werden kann. Dennoch sind dieser Art Vorteile bei der Entwicklung von Schaltungsvarianten auf bestimmten Gebieten der Elektronik nicht abzusprechen (z. B. in Verstärker- und Impulstechnik, speziell auch in der Rechentechnik). Das gilt vor allem dann, wenn keine dichtestmögliche Bauelementepackung verlangt wird. Wenige vorgelochte Standardmustersorten, die auf Vorrat gehalten werden können, decken dann sowohl den Entwicklungs- als auch den Serienbedarf. Dem kommt die Formatstandardisierung entgegen, die sich überall durchsetzt (Baukastensysteme).

Bestimmte Aufgaben, bei denen der Schaltungstyp und oft auch das Format ständig wechseln, legen bei dieser Methode eine andere Art nahe. Hier kann bereits der Halbzeuglieferant einsetzen und hat es auch getan. Typisches Beispiel ist das bekannte Veroboard-System. Die Folienfläche der Halbzeugplatte wird in parallele Streifen eingeteilt mit Abständen, die das Rastermaß bestimmt. Die Leiterstreifen erhalten Lochungen im Rastersprung. Rationeller als das

Ätzen dieser Streifen ist die mechanische Bearbeitung z. B. mit einem in einzelne Messerkränze aufgeteilten Walzenfräser. Speziell das Veroboard-System enthält außer diesen Platten noch weitere Hilfsteile, wie Rahmen, Steckverbindungen (Federleisten) und steckbare Module z. B. für Halbleiter (Bilder 5 und 6).
Die Anwendung der „Streifenplatte" macht mechanische Eingriffe notwendig. Die zusammengehörenden Leiterflächen sind von anderen durch Unterbrechung des Folienstreifens zu trennen. Beim Veroboard-System geschieht das mit einer Art Fingerfräser (ein Bohrer tut es auch). Die Trennung wird jeweils bei einem Loch vorgenommen.
Brücken zwischen benachbarten oder weiter ab liegenden Leitern lassen sich kaum vermeiden. Diese beiden Tatsachen (Trennen und Brücken), die Großflächigkeit infolge der Streifenbreiten und Abstände sowie die nur in einer Richtung durchlaufenden Leiter, stellen die Zweckmäßigkeit dieses Systems für sehr viele Anwendungsfälle in Frage. Bestechend wirkt zwar die Vielseitigkeit des Angebotes an Hilfsteilen, doch bedingt dies andererseits eine solche Bindung an das System, daß seine Einführung wegen der anderen genannten Nachteile für unsere Verhältnisse nicht empfehlenswert erscheint. Konsequenter Einsatz würde tatsächlich auch die Herstellung sämtlicher anderen Teile bedingen (u. a. auch Steckverbindungen, Rahmen, Gestellteile), was den bereits gut eingeführten Baukastensystemen widerspricht.
Interessant ist allerdings eine „Seitenlinie" dieser Technik, nämlich die gedruckte Lötösenleiste. Für Fälle, die einen vollen Einsatz der Leiterplatte verbieten, kann die bisherige voluminöse Lötösenleiste durch diese flache vorteilhaft ersetzt werden.
Bild 7 zeigt einen Katalogausschnitt einer westdeutschen Firma. Führt man diesen Gedanken weiter, so kommt man zu einer möglichen Kombination der Universallochplatte mit der zuletzt vorgestellten Technik.

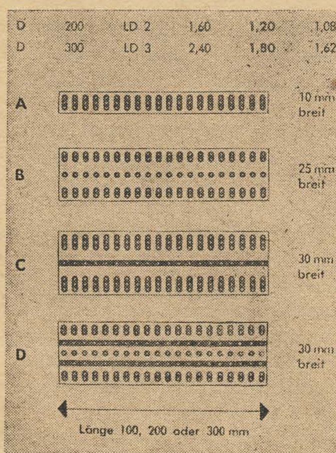


Bild 7: Gedruckte Lötösenleisten (Prospektausschnitt)

Einer der Nachteile der Universallochplatte, wenn sie nicht nur zur Ermittlung der optimalen Lage der Bauelemente dient, ist die teilweise unzureichende mechanische Stabilität so aufgebauter Schaltungen. Es wäre also günstig, zwar die Bauelemente möglichst an jeden beliebigen Rasterpunkt stecken zu können, sie andererseits jedoch dort im Falle der Komplettierung zur Schaltung zuverlässig zu fixieren. Im Falle der Speziallochplatte

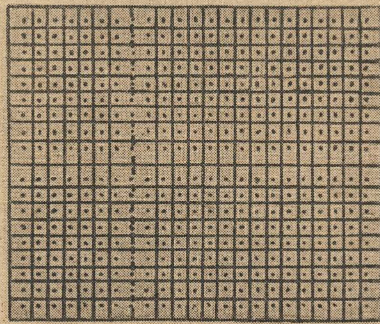


Bild 8: Lötpunktplatte für Kleinbautechnik

stört außerdem, daß sie eine Bohrschablone voraussetzt, wenn man auch im Labor rationell arbeiten will. Versieht man nun eine Halbzeugplatte mit einem Netz geätzter Trennlinien und die stehengebliebenen Folienquadrate mit eingeätzten Körnerpunkten, so erhält man eine Platte, die an beliebiger (allerdings durch die Körnerpunkte vorbestimmter) Stelle leicht Bohrungen erhalten kann, ohne daß eine Schablone notwendig ist. Außerdem ergibt sich um das Loch automatisch eine lötbare Fläche, mit der sich der Bauelementeanschluß fixieren läßt. Eine einfache Rechnung zeigt, daß bei einer wünschenswerten Lötaugenfläche von 3×3 mm² selbst bei kleinen Spannungen in jeder Richtung des Rasternetzes nur jeder zweite, im ganzen also nur jeder vierte Rasterpunkt ausnutzbar ist. Das verbilligt zwar die Herstellung solcher Platten, falls man sie doch universell locht, erheblich, schränkt aber natürlich auch die Flächenausnutzung ein. Gegenüber Veroboard ergibt sich der Vorteil, daß keine mechanischen Unterbrechungen notwendig werden, gegenüber der Lochplatte ohne Folie der des sicheren mechanischen Haltes. Bei der Verdrahtung muß allerdings darauf geachtet werden, daß nicht zwei Anschlüsse verschiedenen Potentials über den gleichen (unbenutzten) Lötpunkt führen. Die Verdrahtung kann, ähnlich wie bei der Lochplatte, wieder überwiegend mit den Bauelementeanschlüssen selbst erfolgen.
Eine Variante dieser Lötpunktplatte, bei der versuchsweise jeder (!) Rasterpunkt ausgenutzt wurde, zeigt Bild 8. Es handelt sich um eine Versuchsplatte für Kleinbautechnik, aus der beliebige kleinere Modulplättchen ausgeschnitten werden können (meist 20×25 wie beim Programm „Amateur-Elektronik"), die dann auch mit Steckerstiften zu versehen sind. Die Trennlinien sind sehr schmal gehalten (etwa 0,5 mm, d. h., es empfiehlt sich fotomechanische Herstellung oder bei großen Stückzahlen Offsetdruck). Dadurch bleiben Flächen von 2×2 mm², die den für Kleinbautechnik erlaubten 1-mm-Durchbruch erhalten. Bei diesem Muster wurde der Versuch gemacht, ohne Verdrahtung auszukommen. Einerseits bringen solche engen Abstände die Gefahr ungewollter Lötbrücken mit sich, der man durch reichlich Flußmittel und wenig Zinn begegnen muß. Andererseits ermöglichen sie aber sowohl in x- als auch in y-Richtung eine „Zinnbrückenverdrahtung" und damit das Entstehen einer echten Leiterplatte für den speziellen Zweck aus der universell gestalteten Lötpunktplatte. Lediglich in Diagonalrichtung verlaufende Verbindungen sind nicht möglich. Aus dieser Versuchsplatte kann dann später für die Serie leicht das endgültige Leitungsmuster abgezeichnet werden. Im Abstand einer einzigen Rastereinheit angebrachte Lötaugen verschiedenen Potentials sind bekanntlich heute keine Seltenheit mehr, wie u. a. die Anschlüsse der Kompaktbausteine des FW Dresden oder der Mikromodule der KWH beweisen.

Leiterplatte mit Spezialmuster

Den Bedingungen der Fertigung am nächsten kommt jedoch die Versuchsleiterplatte, die bereits das vom Entwickler vorgesehene Leitungsmuster in Ätztechnik enthält. Nach wie vor ist dafür das fotomechanische Verfahren aus Gründen der Genauigkeit und der kurzfristigen Musterherstellung am meisten zu empfehlen. Dies setzt eine entsprechende Einrichtung voraus, die sich jedoch für die meisten Entwicklungsstellen auf die Dauer unbedingt lohnt. Als Übergang bzw. zur schnellen Gewinnung eines Leitungsmusters hat sich daneben bei nicht zu komplizierten oder eng gestalteten Mustern die Methode der direkten Aufzeichnung mit Decklack und Röhrchenfeder durchgesetzt, die völlig ohne Geräte auskommt. Auf die Dauer wird man jedoch wenigstens beim Ätzen vom Wattebausch abkommen und eine einfache Einrichtung schaffen. Sowohl dies als auch das Verfahren mit Röhrchenfeder wurde in radio und fernsehen bereits mehrfach beschrieben.

Schlußbemerkung

Als Konsequenz der geschilderten Möglichkeiten ergibt sich: Leiterplattengerechte Entwicklung ist nach wie vor am sinnvollsten mit dem speziellen Leitungsmuster. Die Lage der Bauelemente ermittelt man dabei auf der Universallochplatte. Alle anderen Möglichkeiten sind nur unter ganz bestimmten Bedingungen zu empfehlen. Der vorliegende Beitrag soll bei der Einschätzung der jeweiligen Situation und der Auswahl des entsprechenden Verfahrens behilflich sein.

Literatur

[1] Heine, R.: Eine Methode zur Herstellung von gedruckten Schaltungen für Laborzwecke und Einzelanfertigung. radio und fernsehen 12 (1963) H. 23 S. 725—727

[2] Kühne, H.: Herstellung von Leiterplatten mit geringem Aufwand. radio und fernsehen 13 (1964) H. 9 S. 284

[3] Borkmann, I.: Einfache Vorrichtung zum Ätzen von Leiterplatten. radio und fernsehen 13 (1964) H. 21 S. 670—671

Demonstrationsgerät zur Aufnahme von verketteten Spannungen und Strömen

Phasenbeziehungen zwischen verketteten mehrphasigen Spannungen werden oft anschaulich in Liniendiagrammen dargestellt. Um derartige Diagramme punktweise aufnehmen zu können, benötigt man zeitunabhängig veränderliche Spannungen, wie sie ein nach dem Induktionsprinzip arbeitender Generator nicht erzeugen kann. Da ein Spannungsteiler mit linearer Charakteristik (z. B. Schiebewiderstand) nur unter großem mechanischem Aufwand einphasige Spannungen der gewünschten Kurvenform liefert, scheidet diese Bauart für mehrphasige Spannungen aus. Das gilt besonders für Spannungsteiler, die nach dem Prinzip der Funktionsgeneratoren [radio und fernsehen 12 (1963) H. 23 S. 733, Bilder 19 bis 22] arbeiten.

Für den Nachweis des Drehfeldes zu Demonstrationszwecken wurde ein Gerät benötigt, das folgende Bedingungen erfüllen sollte:

1. Abgabe von sinusförmigen Spannungen bis 30 V, 2 A
2. Spannungen wahlweise einphasig,
   zweiphasig 30°, 60°, ···, 180° phasenverschoben,
   dreiphasig 120° und 240° phasenverschoben, verkettet und unverkettet
3. geeignet zum Antrieb von Drehfeldmodellen
4. Spannungsänderung durch Drehbewegung von Hand oder durch Motor
5. Erhöhung der Frequenz bis etwa 100 Hz für Resonanzversuche und Nachweis des Verhältnisses Maximalwert/Effektivwert mit einfachem Weicheiseninstrument
6. Maximalwert der Wechselspannungen soll gleich der zweipolig zugeführten Gleichspannung sein
7. Spannungsänderung rein elektrisch ohne mechanischen Aufwand (wie z. B. Kurbelschleifen oder Kurbelschwingen)
8. Prinzip soll auch für andere Kurvenformen geeignet sein
9. unbedingte Betriebssicherheit

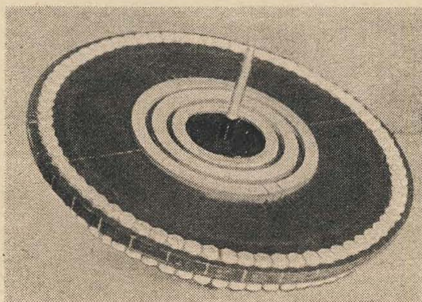


Bild 1: Vorderseite des Rotors mit Kontakten und Schleifringen

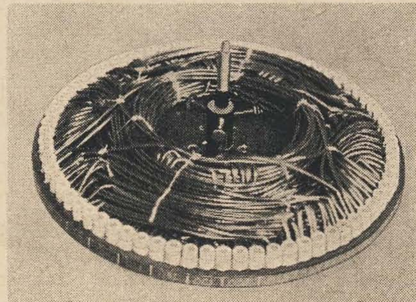
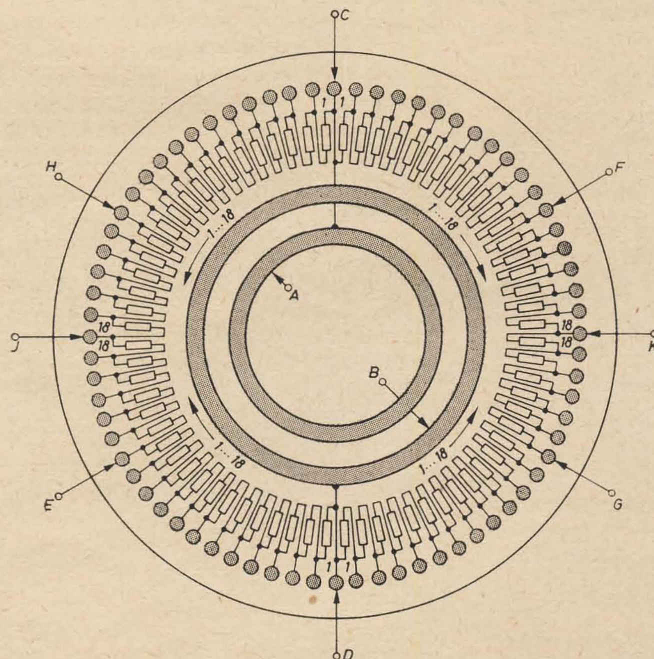


Bild 2: Rückseite des Rotors. Die Widerstandsdrähte sind mit Lackschlauch überzogen



◄ **Bild 3: Schaltung des Rotors mit den Teilwiderständen 1—18**

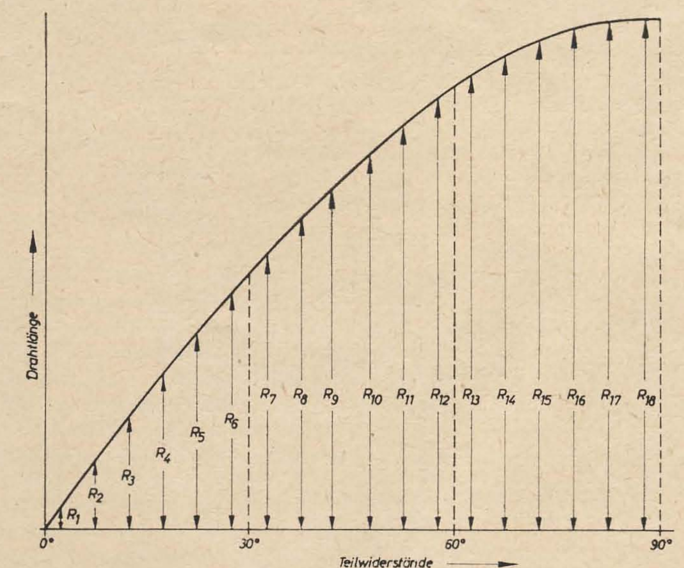


Bild 4: Ermittlung der Drahtlänge der 18 Teilwiderstände aus einer Sinuskurve

Aufbau

Der scheibenförmige Rotor aus Hartpapier sitzt fest auf einer in Kugellagern laufenden Welle. Auf der Vorderseite des Rotors befinden sich 72 kreisförmig am Rand angeordnete Kontakte zur Abgabe von Wechselspannungen und zwei Schleifringe zur Zufuhr der Gleichspannung. Zwei gegenüberliegende Kontakte sind leitend mit je einem Schleifring verbunden. Zwischen den benachbarten Kontakten liegt auf der Rückseite des Rotors der die Kurvenform bestimmende Widerstand aus isoliertem Draht. Der Rotor dreht sich zwischen zwei Hartpapierplatten, von denen eine dicht an der Vorderseite des Rotors sitzt und zehn in entsprechenden Haltern geführte und unter Federdruck auf den Rotorkontakten schleifende Kohlebürsten trägt. Jede Kohlebürste ist mit einer Anschlußklemme verbunden. Zwei Bürsten schleifen auf den Schleifringen. Ihnen wird die Gleichspannung zugeführt. Sechs Bürsten schleifen, um je 60° gegeneinander versetzt, auf den äußeren Kontakten. Von den jeweils gegenüberliegenden Bürsten können die Wechselspannungen abgenommen werden. Ein weiteres Bürstenpaar ist um 90° gegen eines der anderen versetzt. Durch Auswahl geeigneter Bürstenpaare ergeben sich die verschiedenen Möglichkeiten der Phasenwinkel. Die Gesamtschaltung des Rotors mit Kontakten, Schleifringen und Teilwiderständen zeigt Bild 3. Auch die Lage der Bürsten ist zu ersehen.

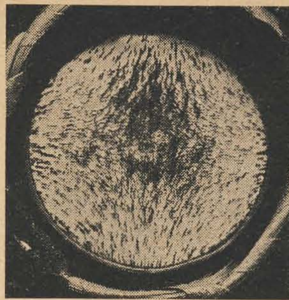
Die Stromzuführung erfolgt durch die Klemmen A—B. Die Spannung an E—F ist gegen die Spannung an C—D um 120°, die Spannung an G—H gegen die Spannung an C—D um 240° und die Spannung an I—K gegen die Spannung an C—D um 90° phasenverschoben.

Um einen sinusförmigen Spannungsabfall zu erhalten, müssen sich die Werte der Widerstände zwischen zwei benachbarten Kontakten ebenfalls nach einer Sinusfunktion ändern. Das kann durch einfache Längenabmessung des Widerstandsdrahtes genau erreicht werden. Das Verhältnis der einzelnen Widerstände untereinander ermittelt man zeichnerisch.

Nach Bild 4 wird ein Teil einer Sinuskurve im Bereich 0° bis 90° gezeichnet. Die Abszisse

teilt man in 18 Teile (bei 72 Rotorkontakten) und zieht jeweils die Senkrechte bis zur Sinuslinie. Die Länge dieser mit 1 bis 18 bezeichneten Linien ist proportional den Widerständen 1 bis 18, die je viermal in gleicher Größe zwischen den Kontakten des Rotors liegen. Gesamtwiderstand des Rotors und Drahtquerschnitt müssen nach dem gewünschten Verwendungszweck bemessen werden.
Das Gerät erfüllt die gestellten Bedingungen vollauf. Die Spannungskurven können gut im Oszillografen sichtbar gemacht werden. Sie weichen auch kaum von der genauen Sinusform ab.

Für die Anwendung des Gerätes im Unterricht sollen einige Beispiele genannt werden: Um das Verhältnis Maximalwert/Effektivwert bei sinusförmiger Wechselspannung zu demonstrieren, verbindet man die Klemmen C—D des Gerätes mit einem Demonstrations-Weicheisenvoltmeter und einem Drehspulgalvanometer (Nullstellung in Skalenmitte).


Bild 5: Feldlinienbild des Drehfeldes eines vierpoligen Drehstrommotors

Die zugeführte Spannung wird so gewählt, daß beide Instrumente maximal 10 V anzeigen. Bei langsamer Rotordrehung pendelt der Zeiger des Weicheiseninstrumentes zwischen 0 und 10 V, der Zeiger des Galvanometers zwischen —10 und +10 V. Bei schnellerer Drehung bleibt der Zeiger des Galvanometers wegen seiner Trägheit auf 0 stehen, während der Zeiger des Weicheiseninstruments sich auf den Effektivwert 7,07 V einspielt.
Beim Anschluß von drei gleichen Galvanometern an die Klemmen C—D, E—F und G—H lassen sich für jeden Augenblick die Spannungsverhältnisse im Drehstromnetz untersuchen. Es kann sofort an den Instrumenten abgelesen werden, daß die Summe der drei Spannungen immer gleich 0 ist.
Werden die Klemmen C—E—G mit einem Drehstromstator verbunden, kann mit Eisenfeilspänen der Feldverlauf des Drehfeldes nachgewiesen werden (Bild 5).
Das Prinzip des Gerätes wurde unter Nr. 33-159/63 im Leitbüro für Neuererwesen registriert. Es wird sich sicherlich auch für andere Zwecke (Funktionsgeneratoren, Sinus- und Kosinuspotentiometer) vorteilhaft verwenden lassen.

Dipl.-Gwl. Claus Garbaden

Der transistorisierte Spannungsstabilisator **Teil 3 und Schluß**

W. DENDA

Regelglied

Das Regelglied liegt als Vorwiderstand zum Lastwiderstand im Hauptstromkreis. Das bedeutet, daß das Regelglied die gesamte nicht benötigte Leistung aufnehmen muß. Nach Möglichkeit verwendet man als Regelglied einen einzigen Transistor.
In vielen Fällen ist jedoch die erforderliche maximale Leistung größer als die maximal zulässige Verlustleistung des Transistors. Dann muß man mehrere Transistoren zu einem Ersatztransistor zusammenschalten, wobei man die Transistoren parallel oder in Reihe schalten kann.
Zunächst sollen die Grenzen des Arbeitsbereiches beim Regeltransistor festgelegt werden. Der Hauptstromkreis ist im Bild 2, das Ausgangskennlinienfeld des Transistors im Bild 16 dargestellt.
Aus Bild 2 erhält man

$$-U_{CE\,max} = U_{e\,max} - U_{a\,min} \qquad (49)$$

$$-I_{C\,max} = I_{a\,max} \qquad (50)$$

Vom Transistor her besteht die Forderung

$$U_{CE\,max} \cdot I_{C\,max} \leqq P_{CE\,max} \qquad (51)$$

Diese Forderung ergibt sich aus der Tatsache, daß bei einem Stabilisator U_a und I_a in den meisten Fällen in einem willkürlichen Zusammenhang stehen.
Damit sind zwei Grenzen festgelegt, nämlich BC und CD im Bild 16. Kann die Gleichung (51) nicht erfüllt werden, dann muß ein Transistor höherer Verlustleistung gewählt werden oder man muß mehrere Transistoren verwenden. Außerdem ist darauf zu achten, daß $-I_{C\,max}$ und $-U_{CE\,max}$ nicht die zulässigen Grenzwerte des Transistors überschreiten.
Da die Kollektorspannung nur bis auf die Kollektorsättigungsspannung U_{ECS} verringert werden kann, ergibt sich die Forderung

$$U_e - U_a > U_{ECS} \qquad (52)$$

Damit ist die Grenze AD berücksichtigt.
Die Grenze AB ergibt sich aus der Tatsache, daß ein Reststrom $-I_{CER}$ vorhanden ist, der nicht unterschritten werden kann. Daraus resultiert die Forderung

$$I_{a\,min} > (-I_{CER}) \qquad (53)$$

Diese Forderung wird dadurch realisiert, daß der Stabilisator mit einer sog. Vorlast betrieben wird, so daß $-I_{CER}$ nicht unterschritten wird.
Zur Ableitung der weiteren Forderungen, die an den Regeltransistor gestellt werden, muß das Verhalten des Regeltransistors bei Änderungen des Laststromes und der Eingangsspannung untersucht werden. Laststromänderungen werden durch Änderungen des Lastwiderstandes hervorgerufen. Im Bild 17 ist das Kennlinienfeld des Regeltransistors mit zwei verschiedenen Lastwiderständen dargestellt. Da die Ausgangsspannung konstant bleiben soll, bewegt sich der Arbeitspunkt A auf einer Parallelen zur I-Achse. Das bedeutet, daß sich nur der Strom I_C ändert. Daraus resultiert die Forderung nach einem hohen Kleinsignal-Stromverstärkungsfaktor h_{21e}, da beim Regeltransistor Stromsteuerung vorliegt.
Anders liegen die Verhältnisse bei Änderungen der Eingangsspannung. Hier müssen U_a und I_a konstant bleiben, so daß sich der Arbeitspunkt nur auf einer Parallelen zur U-Achse bewegen kann. Im Bild 18 ist das Kennlinienfeld des Regeltransistors mit Lastwiderstand für zwei verschiedene Eingangsspannungen gezeichnet. Man erkennt, daß sich nur U_{CE} verändert. Diese Änderung von U_{CE} wird jedoch vom Basisstrom I_B hervorgerufen. Man erhält

$$\frac{u_{CE}}{i_B} = \frac{u_{CE}}{i_C} \cdot \frac{i_C}{i_B} = \frac{1}{h_{22\,e}} \cdot h_{21\,e} \qquad (54)$$

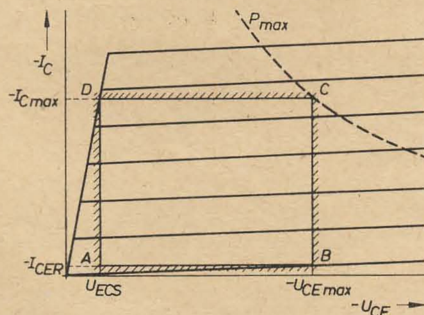


Bild 16: Grenzen des Arbeitsbereiches des Regeltransistors

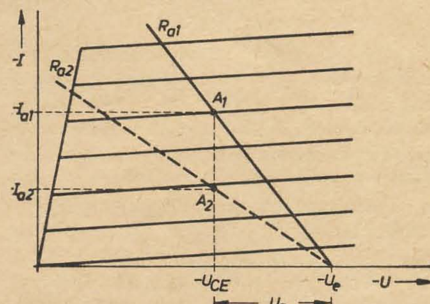


Bild 17: Arbeitspunktverschiebung bei Änderung des Laststromes

Daraus resultiert die Forderung nach einem möglichst kleinen h_{22e} und einem möglichst großen h_{21e}.
Auf Grund der durchgeführten Betrachtungen können nun die Forderungen zusammengestellt werden, die der Regeltransistor erfüllen muß.

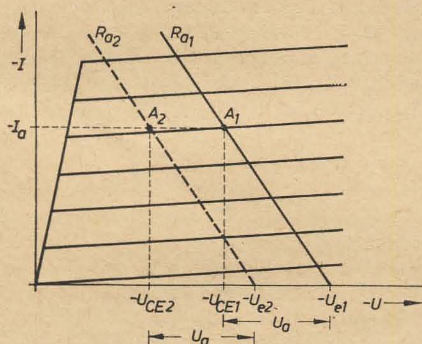


Bild 18: Arbeitspunktverschiebung bei Änderung der Eingangsspannung

a) $P_{CE\,max}$ genügend groß
b) U_{ECS} möglichst klein
c) $-I_{CER}$ möglichst klein
d) h_{21e} möglichst groß
e) h_{22e} möglichst klein

Von diesen Forderungen ist die erste zweifellos die wichtigste, weil bei Nichterfüllung dieser Forderung der Transistor zerstört werden kann. Deshalb soll im folgenden speziell auf das Kühlproblem und auf die Zusammenschaltung mehrerer Transistoren eingegangen werden.

Kühlproblem

Die maximale Verlustleistung des Transistors wird bestimmt durch die maximal zulässige Temperatur der Sperrschicht und die Möglichkeiten, die an der Sperrschicht erzeugte Wärme an die Umgebung abzuführen. Die Wärmeleiteigenschaften werden durch den inneren Wärmewiderstand R_{thi} und den äußeren Wärmewiderstand R_{the} gekennzeichnet. Damit gilt die Beziehung

$$P_{C\,max} = \frac{\vartheta_{j\,max} - \vartheta_a}{R_{thi} + R_{the}} \qquad (55)$$

Durch Aufspaltung der Gl. (55) ergeben sich

$$R_{thi} = \frac{\vartheta_{j\,max} - \vartheta_p}{P_{C\,max}} \qquad (56)$$

und

$$R_{the} = \frac{\vartheta_p - \vartheta_a}{P_{C\,max}} \qquad (57)$$

Hierin bedeuten

$\vartheta_{j\,max}$ ≙ maximal zulässige Sperrschichttemperatur
ϑ_a ≙ Umgebungstemperatur
ϑ_p ≙ Gehäusetemperatur des Transistors

Der innere Wärmewiderstand ist durch die Konstruktion des Transistors festgelegt. Er ist vom Anwender nicht zu beeinflussen. Der äußere Wärmewiderstand läßt sich durch geeignete Kühlkörper und durch forcierte Kühlung praktisch auf Null bringen. Man spricht dann von idealer Kühlung.
Da in Spannungsstabilisatoren meist erhöhte Temperaturen auftreten, kann man hier nicht mehr die Typenleistung des Transistors zugrunde legen, sondern muß die maximal zulässige Verlustleistung nach Gl. (55) ermitteln. Die Transistorhersteller geben bei Leistungstransistoren mitunter nur die maximal zulässige Sperrschichttemperatur und den inneren Wärmewiderstand an. Oft wird auch vom Hersteller ein Diagramm angegeben, aus dem die maximal zulässige Verlustleistung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur und der Kühlung zu entnehmen ist. Im Bild 19

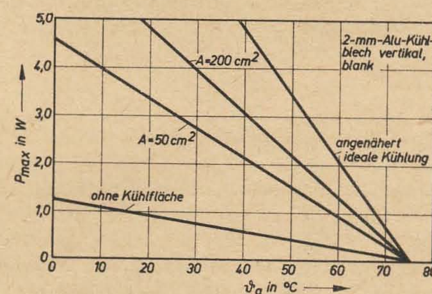


Bild 19: $P_{C\,max} = f(\vartheta_a)$ für den Transistor GD 160 (lies $P_{C\,max}$ statt P_{max})

ist ein solches Diagramm für den Transistor GD 160 dargestellt.

Parallelschaltung von Transistoren

Um eine höhere Verlustleistung zu erreichen, schaltet man im einfachsten Fall zwei oder mehrere Transistoren parallel. Das bietet den Vorteil, daß man die Transistoren auf ein gemeinsames Kühlblech setzen kann (wegen des Kollektoranschlusses am Gehäuse). Nachteilig wirken sich allerdings die Exemplarstreuungen bei der Parallelschaltung aus. Da die Kollektor-Emitter-Spannung bei allen Transistoren gleich ist, müßten auch die Kollektorströme gleich sein, damit die gesamte Verlustleistung gleichmäßig verteilt wird. Das ist aber wegen der unterschiedlichen Steilheit der einzelnen Transistoren nicht der Fall. Man muß bei der Parallelschaltung die Steilheit zugrunde legen, weil die Transistoren eingangsseitig ebenfalls parallel geschaltet sind.
Um Unterschiede in der Steilheit auszugleichen, legt man in den Emitterkreis jedes einzelnen Transistors einen Widerstand. In der Serienfertigung von Stabilisatoren ist man auf einen festen Widerstandswert angewiesen, weil man sich nicht mit speziellen Messungen an den einzelnen Transistoren befassen kann. Hier legt man auf Grund des Streubereiches der Steilheit, der maximal zulässigen Abweichung des einzelnen Kollektorstromes vom Sollwert und des Absolutwertes des Kollektorstromes einen Widerstandswert fest, der für Leistungstransistoren bei $(0{,}1 \cdots 0{,}5)\ \Omega$ liegt.
Diese Methode ist jedoch nach Möglichkeit zu vermeiden, weil der Emitterwiderstand die Restspannung des Transistors erhöht und die Steilheit herabsetzt. Man sollte deshalb versuchen, diesen Widerstand möglichst klein zu halten. Bei der Einzelfertigung wird man einen anderen Weg gehen. Hier kann man die Transistoren einzeln ausmessen und danach optimale, verschieden große Emitterwiderstände errechnen.
Bild 20 zeigt einen Transistor mit Emitterwiderstand R_E. Für die Steilheit dieser Anordnung gilt

$$\overline{S} = \frac{-I_C}{U_e} = \frac{-I_C}{U_{BE} - R_E\,(I_C + I_B)} \qquad (58)$$

Für $B > 20$ kann man den Basisstrom I_B vernachlässigen und erhält:

$$\overline{S} = \frac{-I_C}{U_{BE} - I_C\,R_E} \qquad (59)$$

Daraus ergibt sich der Emitterwiderstand zu

$$R_E = \frac{1}{\overline{S}} - \frac{U_{BE}}{-I_C} \qquad (60)$$

In dieser Gleichung stellt der zweite Summand die reziproke Steilheit $1/\overline{S}_1$ des Transistors ohne Emitterwiderstand dar, so daß man schreiben kann

$$R_E = \frac{1}{\overline{S}} - \frac{1}{\overline{S}_1} \qquad (61)$$

Damit hat man eine äußerst einfache Beziehung für den Emitterwiderstand. Man mißt bei allen parallel zu schaltenden Transistoren die Steilheit $\overline{S}_1 \cdots \overline{S}_n$ bei dem maximalen Kollektorstrom des einzelnen Transistors und legt dann eine Steilheit $\overline{S}$ fest, die kleiner als die kleinste gemessene Steilheit sein muß. Dann können nach Gl. (61) die einzelnen Emitterwiderstände ermittelt werden. Für nur zwei Transistoren genügt es, wenn der

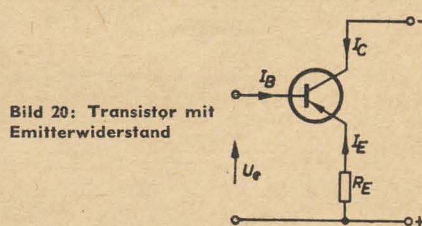


Bild 20: Transistor mit Emitterwiderstand

Transistor mit der höheren Steilheit einen Emitterwiderstand erhält. Seine Größe ergibt sich nach Gl. (61) zu

$$R_{E_2} = \frac{U_{BE_1} - U_{BE_2}}{-I_{C\,max}} \quad (U_{BE_1} > U_{BE_2}) \qquad (62)$$

Reihenschaltung von Transistoren

Nicht so bekannt wie die Parallelschaltung ist die Reihenschaltung von Transistoren. Sie besitzt gegenüber der Parallelschaltung Vor- und Nachteile. Bild 21 zeigt zwei Transistoren und einen Widerstand, die zu einem Ersatztransistor zusammengeschaltet sind. Der wesentliche Vorteil dieser Schaltung besteht darin,

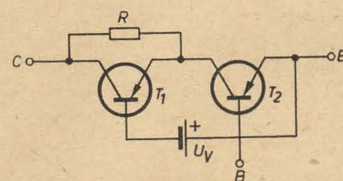


Bild 21: Reihenschaltung von zwei Transistoren

daß der parallel zu T_1 liegende Widerstand R bei optimaler Dimensionierung bis zu 50% der gesamten am Ersatztransistor abfallenden Leistung übernimmt. In diesem Fall ergibt sich der Widerstandswert zu

$$R = \frac{U_{CE\,max}}{I_{C\,max}} \qquad (63)$$

Der wesentlichste Nachteil dieser Schaltung ist die Notwendigkeit einer zusätzlichen Spannungsquelle zur Erzeugung der Basisspannung für T_1.

Bei optimaler Dimensionierung ergibt sich

$$U_V \leq \frac{|U_{CE\,max}|}{4} \qquad (64)$$

Ein weiterer Nachteil besteht in der Tatsache, daß die Restspannung des Ersatztransistors etwa gleich der Vorspannung U_V ist. Im Bild 22 ist das Ausgangskennlinienfeld des Ersatztransistors nach Bild 21 mit zwei Transistoren GD 160, $R = 6{,}5\ \Omega$ und $U_V = 2{,}6$ V dargestellt.
Die Stromverstärkung B entspricht der des Einzeltransistors T_2, ebenso die Kleinsignal-

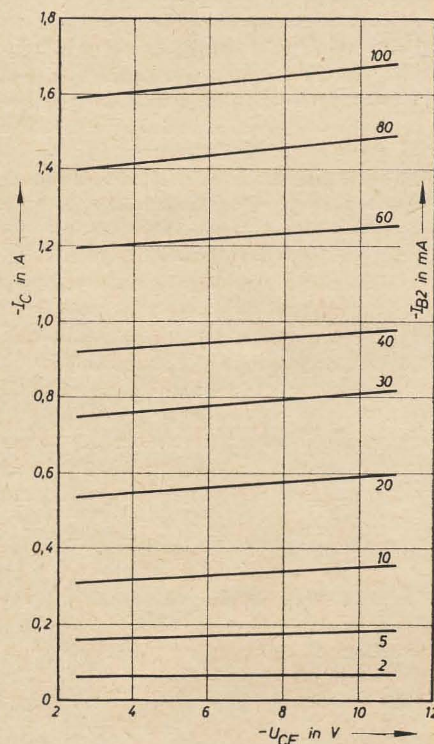


Bild 22: Ausgangskennlinienfeld des Ersatztransistors

Stromverstärkung h_{21e}. Der Ausgangsleitwert h_{22e} ist kleiner als der des Einzeltransistors.
Interessant sind die Kurven im Bild 23. Hier ist für verschiedene Spannungen U_{CE} die Zuordnung von $I_C = I_{C2}$ und U_{CE2} aufgetragen.
Aus den Kurven läßt sich bei konstanter Spannung U_{CE} für jeden Strom die Leistungsverteilung grafisch ermitteln. Betrachtet man die Kurve für U_{CE} = konst. und läßt den Strom $-I_C$ ansteigen, so ergibt sich für den schrägen Teil der Kurve

$$P_{T2} = I_C \cdot U_{CE2} \qquad (65)$$

$$P_R = I_C\,(U_{CE} - U_{CE2}) \qquad (66)$$

Für den annähernd senkrechten Teil der Kurve ergibt sich

$$P_{T2} = I_C \cdot U_{CE2} \qquad (67)$$

$$P_R = I_{CK}\,(U_{CE} - U_{CE2}) \qquad (68)$$

$$P_{T1} = (I_C - I_{CK})\,(U_{CE} - U_{CE2}) \qquad (69)$$

I_{CK} ist der Strom, bei dem die Kurve U_{CE} = konst. den Knick hat.
Im Bild 24 ist die Belastung der Hilfsspannungsquelle U_V als Funktion des Kollektorstromes I_C aufgetragen. Für $-U_{CE} < U_V$ steigt der Strom $-I_{B1}$ rapide an, da dann die Basis von T_1 negativer als der Kollektor ist.

Die Realisierung der Hilfsspannungsquelle bereitet einige Schwierigkeiten. Die Verwendung einer Batterie scheidet aus praktischen Gründen aus. Außerdem kann für $-U_{CE} < U_V$ die Batterie überlastet werden. Vorteilhafter verwendet man hier eine Zenerdiode nach Bild 25. Dabei ist jedoch zu beachten, daß nach Gl. (64) die Spannung U_V einen bestimmten Wert nicht überschreiten soll. Mit einer minimalen Zenerspannung von 5 V ergibt sich $-U_{CE\,max} \geq 20$ V. Das ist jedoch wegen Gl. (51) nicht immer möglich, weil der geforderte Strom $I_{a\,max}$ zu hoch ist. Bild 26 zeigt

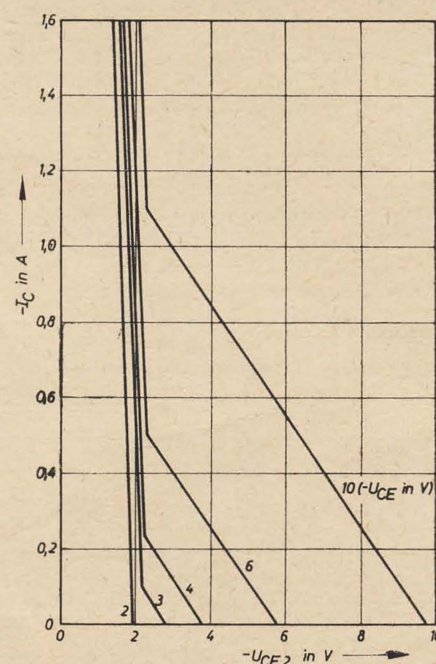


Bild 23: Strom- und Spannungsverteilung im Ersatztransistor

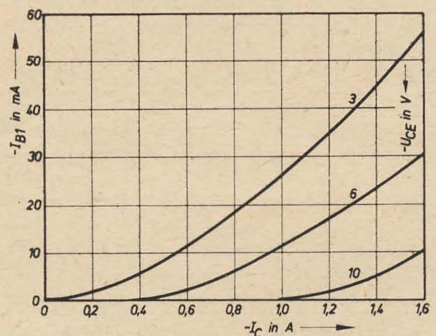


Bild 24: Belastung der Hilfsspannungsquelle

eine Möglichkeit der Spannungserzeugung für $-U_{CE\,max} < 20$ V.
Von einer auf den Emitter von T_2 „aufgestockten" Spannungsquelle U_1 wird eine Zenerdiode Di versorgt, die mit einem Nebenwiderstand R_N belastet wird. An diesem Widerstand ist die Basisspannung für T_3 abgegriffen. T_1 arbeitet dabei als Emitterfolger, damit nicht infolge zu großer Belastung die Spannung am Abgriff von R_N zusammenbricht. Die zusätzliche Spannungsquelle U_1 bedeutet keinen Mehraufwand, da diese sowieso für den Betrieb der Vergleichsschaltung benötigt wird. Sie muß lediglich entsprechend dimensioniert werden.

Trotz des relativ hohen Aufwandes bietet die Schaltung nach Bild 26 gegenüber der Parallelschaltung von vier Transistoren (gleiche Leistung) einige wesentliche Vorteile. Erstens werden ein Transistor kleinerer Leistung und eine Zenerdiode stets billiger sein als zwei Leistungstransistoren. Zweitens ist der Ausgangsleitwert h_{22e} kleiner als bei der Parallelschaltung. Drittens können bei der Reihenschaltung beliebige Exemplare von Transistoren zusammengeschaltet werden, da Arbeitspunktverlauf und Leistungsverteilung im wesentlichen von U_V und R abhängen.

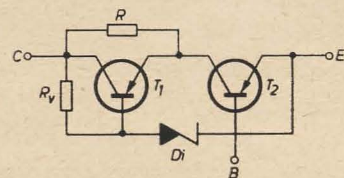


Bild 25: Vorspannungserzeugung bei $U_{CE\,max} \geq 20$ V

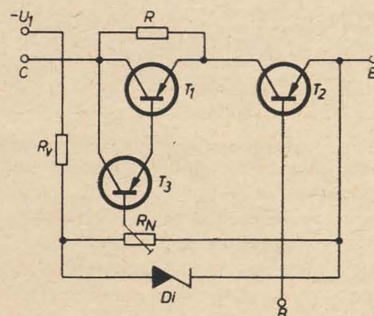


Bild 26: Vorspannungserzeugung bei $U_{CE\,max} \leq 20$ V

Zusätzliche Steuerung

Zur Verringerung des Innenwiderstandes und der Brummspannung am Ausgang kann man eine zusätzliche Steuerung vornehmen. Dabei wird ein Teil der Änderung der Eingangsspannung U_e oder ein Teil der Änderung des Laststromes I_a auf den Eingang der Vergleichsschaltung als Steuergröße gegeben. Je nach Größe des auf den Eingang der Vergleichsschaltung gegebenen Anteils kann man positive und negative Innenwiderstände erreichen, insbesondere auch den Fall $R_i = 0$.
Es ist jedoch nicht zu empfehlen, nur mit Hilfe einer zusätzlichen Steuerung eine wesentliche Verringerung des Innenwiderstandes zu erzwingen, da eine Steuerung immer eine starre Verkopplung darstellt. Diese Verkopplung stellt nur für ganz bestimmte Verhältnisse ein Optimum dar. Ändern sich die Verhältnisse (z. B. Änderung der Bauelemente infolge Temperatureinfluß), so entfernt man sich von diesem Optimum, und die erwartete Verringerung des Innenwiderstandes bleibt aus. Es ist günstiger, die zusätzliche Steuerung so zu dimensionieren, daß die dadurch erreichte Verringerung des Innenwiderstandes nicht von ausschlaggebender Bedeutung ist.
Im Bild 27 ist eine allgemein übliche Schaltung dargestellt, bei der ein Teil der Änderung der Eingangsspannung auf den Eingang der Vergleichsschaltung gegeben wird. Diese Schaltung ist günstig, weil Änderungen des

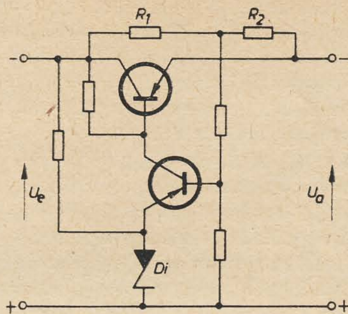


Bild 27: Zusätzliche Steuerung

Laststromes über den Innenwiderstand R_{i0} der Spannungsquelle (vgl. Bild 2) Änderungen der Eingangsspannung hervorrufen und demzufolge ebenfalls am Eingang der Vergleichsschaltung wirksam werden.
Eine Berechnung von R_1 und R_2 ist schwierig. Es empfiehlt sich, R_2 regelbar zu machen und beim Abgleich einzustellen. Allgemein ist R_1 etwa zwei Zehnerpotenzen größer als R_2.

Schutz gegen Überlastung

Für jeden Stabilisator ist ein maximaler Laststrom vorgegeben. Beim Überschreiten dieses Grenzwertes kann der Regeltransistor überlastet bzw. zerstört werden. Da eine solche Überlastung des Stabilisators nicht immer verhindert werden kann (z. B. Kurzschluß in der angeschlossenen Schaltung), empfiehlt es sich, eine Sicherung anzubringen. In der Literatur werden alle möglichen Arten von Sicherungen beschrieben. Im folgenden sollen einige grundsätzliche Möglichkeiten angeführt werden.

a) In der Schaltung nach Bild 28 steigt bei Überschreiten des maximalen Laststromes der Spannungsabfall an R_3 so weit an, daß die Basis von T gegenüber dem Emitter negativ wird. Dadurch wird die Kollektor-Emitterstrecke von T niederohmig, so daß der Strom über R_4 ansteigt und der Regeltransistor hochohmig wird. Ein weiteres Ansteigen des Laststromes ist demzufolge nicht möglich.
b) In der Schaltung nach Bild 29 ist die Spannung an der Diode Di im Betriebsfall größer als der Spannungsabfall an R_1, d. h., der Transistor T ist geöffnet. R_1 ist so eingestellt, daß bei Überschreiten des maximalen Laststromes der Spannungsabfall über R_1 ausreicht, den Transistor T zu sperren. Dadurch wird ein weiteres Ansteigen des Laststromes verhindert.
c) Eine weitere Möglichkeit besteht in der Verwendung eines bistabilen Multivibrators. Der Spannungsabfall über einem im Hauptstromkreis liegenden Widerstand wird benutzt, den Multivibrator in die andere Lage zu kippen. In dieser Stellung des Multivibrators wird der Regeltransistor ähnlich wie im Bild 28 gesperrt. Vorteilhaft ist bei dieser Schaltung der exakt definierte Schaltpunkt. Nachteilig ist die Tatsache, daß der Multivibrator „von Hand" in die Ruhestellung zurückgekippt werden muß.
d) Es ist möglich, ein Relais in Verbindung mit einem nichtlinearen Widerstand (Zenerdiode) zum Abschalten des Stromes zu verwenden.
Diese Schaltung ist jedoch relativ langsam und besitzt den gleichen Nachteil wie c).

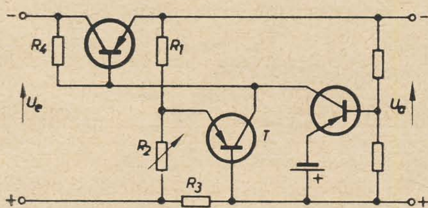


Bild 28: Schutzschaltung

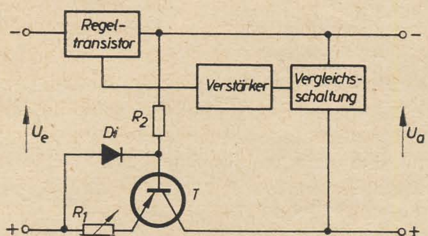


Bild 29: Schutzschaltung

Zusammenfassung

Der Aufbau und die Wirkungsweise von transistorisierten Spannungsstabilisatoren wurden kurz erläutert.
Für die einzelnen Baugruppen des Stabilisators wurden verschiedene Schaltungsvarianten angegeben. Weiterhin wurden einfache Beziehungen abgeleitet, die eine Dimensionierung der Schaltung gestatten. Auf die Verringerung des Innenwiderstandes durch eine zusätzliche Steuerung wurde eingegangen. Abschließend sind einige Möglichkeiten angeführt, den Stabilisator vor Überlastung zu schützen.

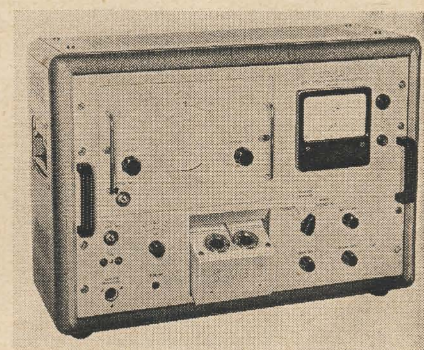
Literatur

[1] Lennartz/Taeger: Transistorschaltungstechnik. Verlag für Radio-Foto-Kino technik GmbH, Berlin-Borsigwalde
[2] Dodik: Halbleiter-Stabilisatoren für Gleichspannung und Gleichstrom. Sowjetskoje Radio, Moskau 1962
[3] Karpow: Halbleiter-Spannungsstabilisatoren. Gosenergoisdat, Moskau/Leningrad 1963
[4] Schwartz: Selected semiconductor circuits handbook. John Wiley & Sons, INC New York/London 1960
[5] Richter, W.: Probleme bei der Entwicklung eines elektronisch stabilisierten Netzgerätes mit Transistoren. radio und fernsehen 10 (1961) H. 15 S. 482 bis 485, H. 16 S. 519—521, H. 17 S. 545 bis 547
[6] Richter, W.: Zwei transistorisierte Labornetzgeräte. radio und fernsehen 11 (1962) H. 7 S. 530—531
[7] Brenner, W.: Transistorstabilisierte regelbare Netzgeräte. radio und fernsehen 12 (1963) H. 19 S. 597—599
[8] Graul, H.-J.: Ein transistorstabilisiertes Netzgerät für den Spannungsbereich von 0,5 ··· 12,5 V. radio und fernsehen 13 (1964) H. 2 S. 56—58
[9] Rudolph, W.: Transistorisierte Labornetzgeräte für Entwicklung und Service. radio und fernsehen 13 (1964) H. 13 S. 409—411
[10] Günzel, K.: Probleme bei der Dimensionierung des Stellgliedes transistorisierter Spannungsregler. Elektronische Rundschau 18 (1964) H. 3 S. 129—133
[11] Halbleiter-Katalog 1964 des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder

Gerät zur Messung der Grenzfrequenz von Transistoren TESLA BM 458

Dieses Gerät wurde bereits zur diesjährigen Leipziger Frühjahrsmesse als Neuheit vorgestellt. Da es sich damals um ein Entwicklungsmuster handelte und keine verbindlichen technischen Angaben vorlagen, veröffentlichen wir nunmehr einige technische Daten, die uns vom Außenhandelsunternehmen KOVO mitgeteilt wurden.

Das Gerät ist zur Messung der Grenzfrequenzen f_1 und f_α sowie der Stromverstärkung $|\beta|$ bestimmt. Es lassen sich pnp- und npn-Transistoren im Frequenzbereich von 350 bis 950 MHz messen. Die Frequenzgenauigkeit beträgt $\pm 1\%$. Durch Anschluß eines Außengenerators ist es möglich, den Frequenzbereich von 20 MHz bis 1500 MHz zu erweitern. Das Gerät besteht aus dem Meßkopf mit Anschlußklemmen für den zu messenden Transistor, der Auswertungseinheit, dem HF-Generator mit Impulsmodulation, der Modulationsfrequenzquelle und der Stromversorgungsquelle. Die Stromversorgung des zu messenden Transistors erfolgt aus einer stabilisierten Stromquelle.



Transistormeßgerät TESLA BM 458

Die Reihenschaltung von Leistungstransistoren

Die Reihenschaltung von Leistungstransistoren wird bei elektronischen Motorsteuerungen, bei kontaktlosen Schaltern und bei Strom- und Spannungsstabilisatoren angewandt. Die gegenwärtig vorhandenen Leistungstransistoren besitzen einen vergleichsweise hohen Kollektorspitzenstrom, aber meist nur eine kleine Kollektorspitzenspannung. Die maximal zulässige Kollektorspannung beträgt im allgemeinen etwa 60 V, und bei steigender Umgebungstemperatur nimmt sie sogar ab. Diese Eigenschaft der Halbleiter-Leistungstransistoren begrenzt ihre Einsatzmöglichkeit. Auch bei Niedervoltstabilisatoren können kurzzeitige Überspannungen auftreten, die die Durchbruchsspannungen der benutzten Leistungstransistoren übersteigen.

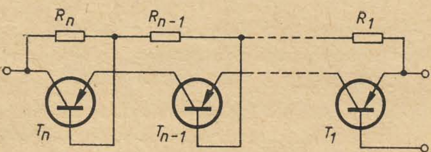


Bild 1: Serienschaltung von Leistungstransistoren

In allen diesen Fällen ist die Anwendung der im Bild 1 dargestellten Reihenschaltung zweckmäßig. In dieser Schaltung ist der Kollektorspitzenstrom genauso groß wie bei einem Einzeltransistor, die Gesamtdurchbruchsspannung jedoch n-mal größer. Es ist bei dieser Schaltung erforderlich, daß ein Ruhestrom durch alle Transistoren fließt, der beträchtlich größer als der Kollektorreststrom I_{k0} des einzelnen Transistors ist.

Die Berechnung der Schaltelemente erfolgt mit Hilfe des T-Ersatzschaltbildes für zwei Transistoren in Kollektorschaltung. Die Gesamtstromverstärkung β' wird bei kurzgeschlossenem Ausgang ($R_n = 0$) unter Berücksichtigung von

$r_m = \alpha \cdot r_k$, $r_e \ll r_k$, $r_b \ll r_k$, $\beta_1 = i_{k1}/i_{b1}$ $\beta_2 = i_{k2}/i_{b1}$ β' $\beta^2/(1+\beta)$ bei $\beta_1 = \beta_2$ oder $\beta' = \alpha \cdot \beta$

Man kann demnach die Reihenschaltung zweier Transistoren durch einen fiktiven Gesamttransistor mit folgenden Daten ersetzen:

$$I_{k',max} = I_{k,max}$$
$$U_{k',e,max} = 2U_{k,e,max} \quad \beta' = \alpha \cdot \beta$$
$$P'_{max} = 2P_{max}$$

Die mit einem Strich gekennzeichneten Werte gelten für den „Ersatztransistor".

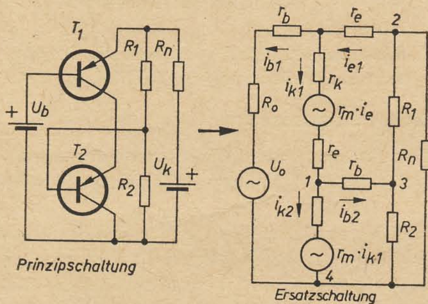


Bild 2: Serienschaltung von zwei Leistungstransistoren

Die Widerstände $R_1 \cdots R_n$ wählt man etwa 15- bis 20mal größer als den Lastwiderstand. Für die Germaniumtransistoren П 209 und П 210 werden die Widerstände 200 bis 300 Ω gewählt. Zur Verringerung des Einflusses des Basisstromes und zur Erhöhung der Systemverstärkung kann die Reihenschaltung aus zusammengesetzten Transistoren (Darlingtonschaltung) aufgebaut werden. Die prinzipielle Ausführung dieser Schaltung zeigt Bild 3.

Als Anwendung dieser Schaltungsart wird abschließend noch ein stabilisiertes Netzgerät für 12,6 V Gleichspannung und Impulsströmen bis 2 A beschrieben (Bild 4). Der zulässige mittlere Strom des Netzgerätes beträgt 1 A. Als Regelglied wird hier eine aus zwei in Reihe geschalteten Darlingtonstufen bestehende Kette benutzt. Die bei Impulsbelastung auftretende Überspannung führt nicht zum Durchschlag der Transistoren, auch nicht bei höheren Umgebungstemperaturen. Die Größe des Kondensators C_5 muß experimentell nach geringster Ausgangsbrummspannung ermittelt werden. Alle Leistungstransistoren sind mit den entsprechenden Kühlflächen versehen. Die Dioden D_{10} und D_{11} dienen zur Temperaturkompensation der zenerstabilisierten Bezugsspannung des Differentialverstärkers (Steuerstufe).

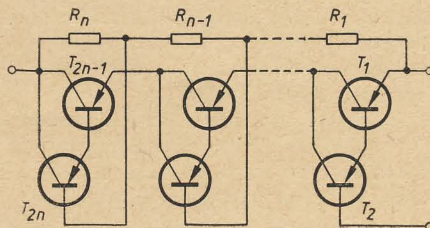


Bild 3: Serienschaltung zusammengesetzter Transistoren (Darlington-Serienkette)

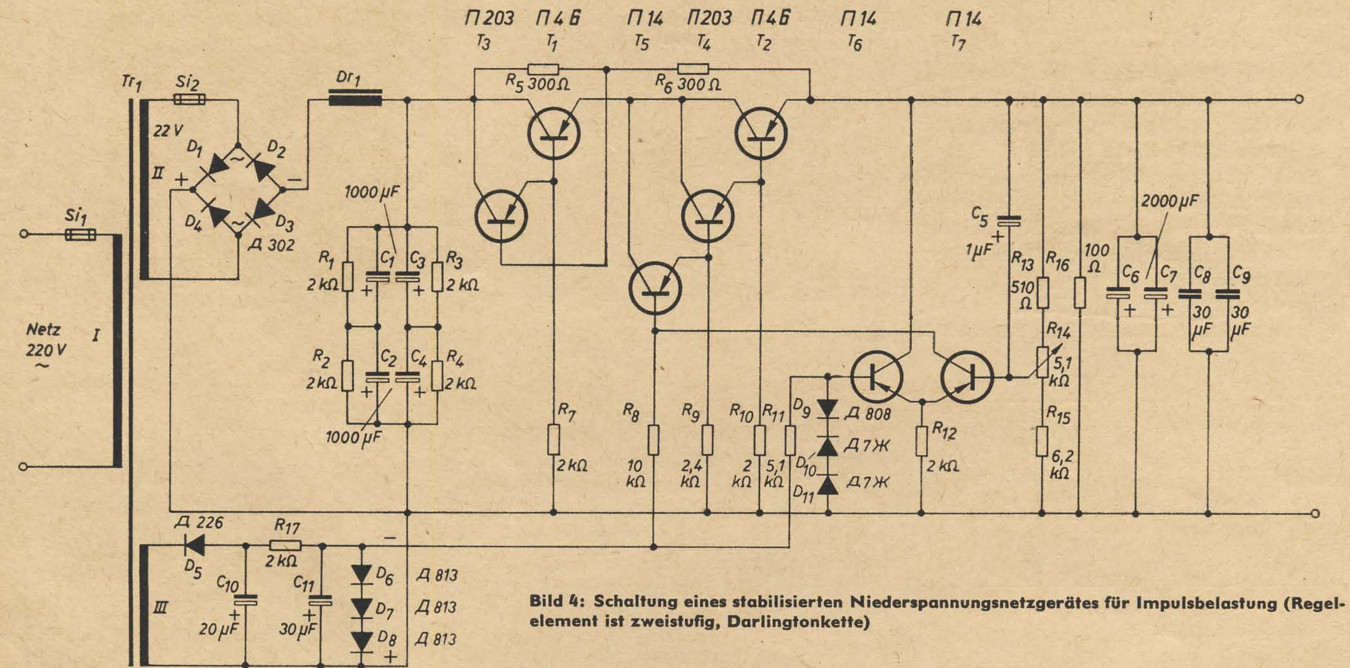


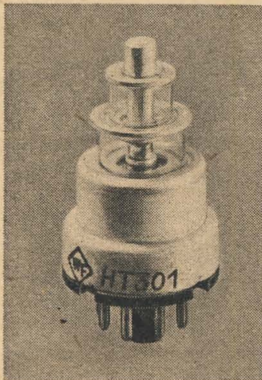
Bild 4: Schaltung eines stabilisierten Niederspannungsnetzgerätes für Impulsbelastung (Regelelement ist zweistufig, Darlingtonkette)

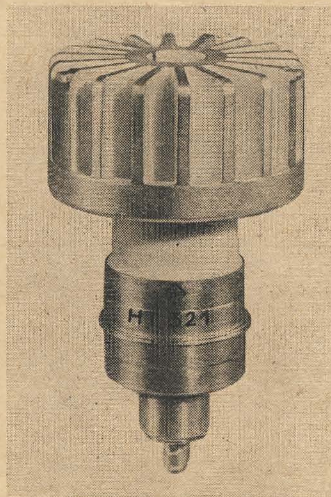
Höchstfrequenztrioden HT 301 HT 311 HT 321 HT 322 HT 323 HT 351 Teil 1

Nachdem wir die wichtigsten Gasentladungsröhren vorgestellt haben, wollen wir Sie über die Höchstfrequenzröhren des VEB Werk für Fernsehelektronik informieren.

Für das Höchstfrequenzgebiet werden neben Lauffeldröhren speziell konstruierte gittergesteuerte Röhren verwendet. Sie sind konzentrisch aufgebaut und können in Koaxial- oder Hohlraumresonatoren eingebaut werden. Die Elektrodenanschlüsse der Röhren sind großflächige Scheiben. Man erreicht dadurch kleine Zuführungskapazitäten und -induktivitäten. Um die nach höheren Frequenzen zu in Erscheinung tretenden Elektronenlaufzeiten klein zu halten, müssen sehr kleine Elektrodenabstände gewählt werden.

Die Höchstfrequenztrioden HT 311, HT 321, HT 322, HT 323 und HT 351 sind in Metall-Keramik-Technik aufgebaut, während die HT 301 in Metall-Glas-Technik ausgeführt ist. Zur Abführung der Wärme sind die Anoden (außer bei der HT 301) mit Kühlkörpern versehen. Mit den Röhren können im Höchstfrequenzgebiet Oszillatoren, Verstärker und Frequenzvervielfacher aufgebaut werden.







[1]) Bei Frequenzen oberhalb 400 MHz (bzw. 300 MHz bei der HT 351) muß im Interesse einer hohen Lebensdauer die Heizspannung reduziert werden. Bei maximaler Leistungsaufnahme und optimaler Leistungsauskopplung gelten die folgenden Richtwerte für den Dauerstrichbetrieb. Bei Impulsbetrieb ist das Tastverhältnis entsprechend zu berücksichtigen.

HT 311; HT 322

f	U_f
400 ··· 1000 MHz	12,1 V
1000 ··· 2000 MHz	11,5 V
> 2000 MHz	10,8 V

HT 323

f	U_f
400 ··· 1000 MHz	6,0 V
1000 ··· 1500 MHz	5,5 V
1500 ··· 2000 MHz	5,0 V
> 2000 MHz	4,5 V

HT 351

f	U_f
300 ··· 600 MHz	12,0 V
600 ··· 900 MHz	11,0 V
900 ··· 1200 MHz	10,0 V
1200 ··· 1600 MHz	9,0 V
> 1600 MHz	8,0 V

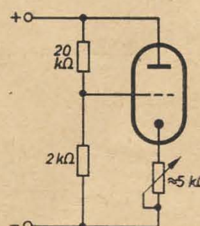
[2]) Zur Erzeugung der Gittervorspannung wird folgende Schaltung empfohlen. ▶

[3]) $t_p = 3 \cdots 10\ \mu s$.

[4]) $t_p = 5\ \mu s$.

[5]) bei Impulsbetrieb.

[6]) Impulsleistung.



Technische Daten

	HT 301	HT 321	HT 351	HT 311	HT 322	HT 323
Gewicht in p	≈ 43	≈ 300	≈ 300	≈ 100	≈ 100	≈ 60
Röhrenstandard	TGL 14027	TGL 11827	TGL 11826	TGL 11829	TGL 11828	TGL 14025
HEIZUNG						
indirekt geheizte Oxidkatode						
Heizspannung U_f in V	6,3 ± 5%	12,6 ± 5%	12,6 ± 5%[1]	12,6 ± 5%[1]	12,6 ± 5%[1]	6,3 ± 5%[1]
Heizstrom I_f in A	0,7	1,1	2,1	0,8	0,8	1
Anheizzeit t_A in min	≧1	≧2	≧2	≧2	≧2	≧1
STATISCHE WERTE						
Anodenspannung U_a in V	250	1300	1300	400	400	600
Anodenstrom I_a in mA	15	100	150	15	15	70
Gittervorspannung U_g in V	—4					—2,5
Steilheit S in mA/V	5,5	23	23	10	10	25
Verstärkungsfaktor μ	38	110	66	90	90	100
BETRIEBSWERTE als Oszillator			Impulsbetrieb / Dauerstrichbetrieb			
Frequenz in MHz	2400	3300 1666	3300 / 1670	3300	2310 790 2310 790	2500
Anodenspannung U_a in V	250	1500	U_{ap}=9000 V / 1050	500 800	500 800	800
Anodenstrom I_a in mA	20	175	750 / 300	100 100	100 100	100
Gittervorspannung U_g in V	—7	—20[2])	—120 / —10	—6[2]) —15[2])	—15[2]) —30[2])	—22
Gitterstrom I_g in mA	1,5		0 ··· 1,5[3]) / 20	7 3	22 15	27
Ausgangsleistung N~ in W	≧0,2	≧15 ≧40	≧11000[6]) / ≧30	≧2 ≧4,5	≧4 ≧12 ≧8 ≧20	≧20
Kühlluftmenge VL in l/min (bei Q_{amax} und Lufteintrittstemp. von 25 °C)		500	600	60	60	100
GRENZWERTE						
Grenzfrequenz f_{max} in MHz	3300	3750	3750[5])	3750	2750	3500
Anodenspannung						
bei Dauerstrichbetrieb U_a in V	500	2000	1100	1000	1000	1000
bei Impulsbetrieb U_{ap} in V			9000	2000	2000[4])	
100% moduliert $U_{amodmax}$ in V				600	600	600
Gittervorspannung U_{gmax} in V				—150	—150	—150
Gitterspitzenspannung $\hat{u}_{gmax}$ (pos.) in V				+ 30	+ 30	+ 30
Gitterspitzenspannung $\hat{u}_{gmax(neg.)}$ in V				—400	—400	—400
Anodenverlustleistung Q_{amax} in W	6,5	300	350	80	80	100
Anodenstrom I_{amax} in mA	25		300			
Katodenstrom I_{kmax} in mA				125	125	125
Gitterstrom I_{gmax} in mA				50	50	50
Gitterverlustleistung Q_{gmax} in W		2,2	2,5	2	2	2
Anodentemperatur t_{amax} in °C	175	200	200	200	200	
Gittermanteltemperatur t_{gmax} in °C		175	175	175	175	
Temperatur der Röhrenoberfläche $t_{rm\,max}$ in °C						250
KAPAZITÄTEN						
Gitter/Katode $c_{g/k}$ in pF	2,1	9	9,2	10	10,5	6,5
Gitter/Anode $c_{g/a}$ in pF	1,3	3	4,9	2,6	3,1	2,0
Anode/Katode $c_{a/k}$ in pF	≦0,025	0,025	0,05	≦0,03	0,14	≦0,035
Katode/HF-Katodenanschluß $c_{k/k(HF)}$ in pF	≈100					

Aus der Reparaturpraxis

Mitteilung aus dem VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky" Teltow

Fragen zur Garantieabwicklung bei Widerstandsausfall

Wir beginnen in diesem Abschnitt, speziell für die Fernsehgarantiewerkstätten, charakteristische Ausfälle aufzuzeigen, die vom VEB WBN Teltow nicht als Garantiefall anerkannt werden. Nachweisbar ist der VEB WBN Teltow in der letzten Zeit mit einem erheblichen Teil der Garantiekosten zu Unrecht belastet worden.

Der VEB WBN Teltow verlangt in Zukunft, daß jeder ausgefallene Widerstand körperlich eingesandt wird. Das ist bei einem Garantiesatz von 15 MDN im Mittel gerechtfertigt. Außerdem lassen sich durch die Auswertung Schlüsse ziehen, die zu weiteren Qualitätsverbesserungen führen.

Die Qualität der Widerstände ist bereits erheblich verbessert worden. Der Anteil der durch Widerstände bedingten Ausfälle an Fernsehgeräten ist gegenüber dem Höchststand im Jahre 1963 um mehr als die Hälfte gefallen.

Den Garantiewerkstätten werden nach entsprechender vertraglicher Vereinbarung vom VEB WBN Teltow kostenlos vorgedruckte Tüten geliefert. Die Rücksendung der Widerstände hat dann in den beschrifteten Tüten zu erfolgen, allenfalls wird die Garantie nicht anerkannt.

Beschriftung einer Mustertüte zur Einsendung von garantiepflichtigen Widerständen

Gerätetyp:
Garantiebeginn:
Widerstandstyp und Wert:
Nennverlustleistung:
Bezeichnung in der Schaltung:
Nr. des Reparaturscheines:
Werkstatt (Stempel):
Name:
Datum:

Folgefehler

Grundsätzlich leisten wir für verbrannte Widerstände keine Garantie. Eine Braun- oder Schwarzfärbung in der Mitte des Widerstandes ist ein sicheres Zeichen, daß dieser überlastet wurde.

Ausfall von Katodenwiderständen

Sehr oft treten Ausfälle an Katodenwiderständen auf, die fast immer auf das Versagen der Röhren zurückführbar sind. Dabei kommt es vor, daß die Röhren nur kurzzeitig Schlüsse zwischen den Elektroden aufweisen, die hinterher nicht mehr auftreten, und die Röhre erfüllt weiterhin ihre Funktion. Untersuchungen zeigten, daß bei Röhrenschlüssen bis zu 20fache Belastungen der Katodenwiderstände auftreten, durch welche die Widerstände sofort zerstört werden.

Als Beispiel ist die Schaltung der Endröhre der NF-Stufe vom „Stadion 2 Z" im Bild 1 angeführt.

Bei der Überprüfung des „Turnier 12" zeigte der Katodenwiderstand R_{114} $Rö_{102}$ PCL 82 (Bild 2) nach längerer Betriebszeit in der Mitte eine Braunfärbung. Eine Überprüfung der Belastungsverhältnisse in der Schaltung deutete auf keinerlei Überlastung des Widerstandes hin. Er wurde im Gegenteil bei 220 V Netzspannung nur mit 50% belastet. Nach

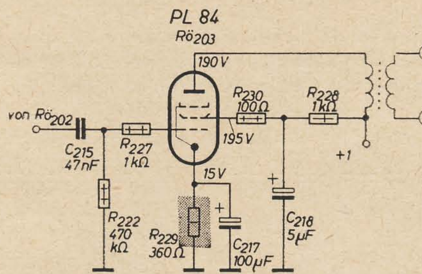


Bild 1: Schaltung der NF-Endröhre im „Stadion 2 Z"

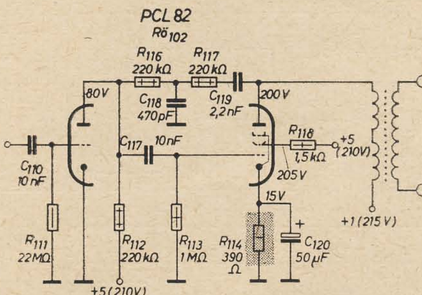


Bild 2: Schaltung von $Rö_{102}$ im „Turnier 12"

mehreren Tagen war der Widerstand durchgebrannt. Nachdem dieser mehrmals ersetzt worden war, wurde die Netzspannung auf 240 V — das entspricht der zulässigen Überspannung von +10% — hochgeregelt. Eine Messung des Spannungsabfalles des Widerstandes zeigte plötzlich, daß die Spannung kontinuierlich über mehrere Stunden anstieg. Der Widerstandswert hatte sich nicht wesentlich geändert. Eine Berechnung der Belastung ergab für den 1-W-Widerstand eine Belastung von 2,5 W! Nachdem die Röhre PCL 82 durch ein anderes Fabrikat ersetzt wurde, trat der Fehler nicht mehr auf. Trotz der Überspannung war der Widerstand nur mit 0,7 W belastet. Auf dem Röhrenprüfgerät war zwischen den Röhren kein Unterschied feststellbar. Es wird vermutet, daß bei der einen Röhre Gitteremission auftrat.

Ein weiterer interessanter Fehler

Während eines Gerätetests („Stadion 2 Z") fiel zweimal im gleichen Gerät der Widerstand R_{604} (2 kΩ 2 W Borkohle) aus. In beiden Fällen traten Ringbrenner auf. Im zweiten Fall deutete das Aussehen des Widerstandes auf eine thermische Überlastung hin. Der Lack blätterte ab. Nach eingehender Untersuchung zeigte sich folgendes: Der mit R_{603} in Reihe geschaltete Kondensator C_{602} (Bild 3) besaß eine Kapazität von 312 pF, obwohl 150 pF aufgestempelt war.

Eine Messung des Stromes bei 312 pF ergab 43 mA. Damit wurde der Widerstand überlastet (3,6 W). Bei 150 pF ergab sich eine Belastung von 1 W.

Laut Schaltbild ist der Kondensator im Stadion mit 80 pF bemessen. Für den vorliegenden Fall gilt die Beziehung

$$\frac{1}{\omega \cdot C} \gg R$$

Der Strom wird in erster Linie durch den Scheinwiderstand des Kondensators beeinflußt. Ändert sich der Widerstand R_{604} auf das

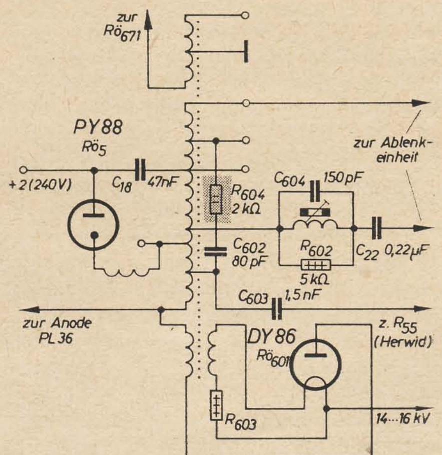


Bild 3: Hochspannungsteil im „Stadion 2 Z"

Doppelte, dann erhöht sich die Belastung des Widerstandes ebenfalls auf das Doppelte. Ändert sich die Kapazität auf das Doppelte und der Widerstand bleibt konstant, dann steigt die Belastung gemäß $N = I^2 \cdot R$ auf das Vierfache an.

Überzug der Widerstände mit PVC-Schlauch

Wie bereits darauf hingewiesen [radio und fernsehen 13 (1964) H. 18 S. 562], führt das Überziehen bzw. das Berühren der Widerstände mit PVC-Schlauch zu Ausfällen von Widerständen.

Der PVC-Schlauch (Isolierschlauch B, gewebelos TGL 13323) enthält einen Weichmacher, der bereits bei Temperaturen von 50 °C bis 60 °C abgegeben wird. Er dringt in die Lackschicht des Widerstandes ein und zerstört diese. Dies tritt bereits durch Berührung der Widerstände mit PVC-Schlauch umhüllten Leitungen auf. Liegt noch ein Spannungspotential an, dann wird der Vorgang beschleunigt, und es treten Ringbrenner auf. Im VEB WBN Teltow sind Widerstände nach der neuen Technologie mit und ohne PVC-Schlauchumhüllung 5000 Stunden geprüft worden.

Bild 4 zeigt mit aller Deutlichkeit den schädlichen Einfluß des PVC-Schlauches. Es ist zu erkennen, daß früher oder später Totalausfall des Widerstandes eintritt.

Bei Widerständen ohne thermische Beanspruchung liegen keine Erfahrungen vor. Es ist in jedem Fall, falls ein Überzug erforderlich

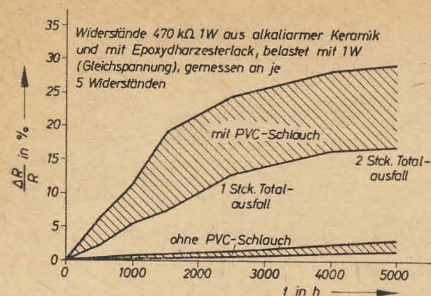


Bild 4: Prüfung von Widerständen mit PVC-Überzug

ist, Gewebeschlauch einzusetzen. Anzeichen einer chemischen Beeinflussung bei Überzug mit Gewebeschlauch sind nicht bekannt. Bei Verwendung von Überzügen darf der Widerstand nicht mehr voll belastet werden, da die Wärmeabfuhr sonst behindert wird.

Wir bitten alle Verbraucher zu beachten, daß Garantieansprüche bei Ausfällen von mit PVC-Schlauch überzogenen Widerständen den Gerätewerken anzurechnen sind. Auf dem Reparaturschein sind entsprechende Vermerke anzubringen.

Kennzeichnung der Widerstände

Im „Sonderdruck" des WBN wurde bereits darauf hingewiesen, daß eine neue Kennzeichnung der Widerstände vorbereitet wird. Wir geben nachfolgend die neue Kennzeichnung bekannt. Für Widerstände nach der neuen Technologie (alkaliarme Keramik und Epoxydharzesterlack) gilt folgende Kennzeichnung:

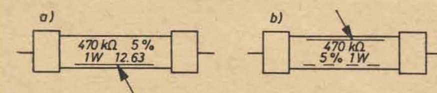


Bild 5

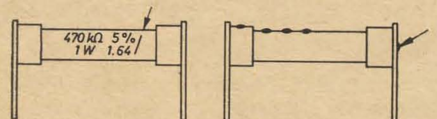


Bild 6 **Bild 7**

Widerstände in alkaliarmer Ausführung werden bei der axialen Ausführung durch einen schwarzen Strich unter der Belastung bzw. unter dem Herstellungsdatum gekennzeichnet (Bild 5a). Dieser Strich gibt außerdem noch das Herstellungsjahr 1964 an. Bei Einführung der neuen Kennzeichnung für das Herstellungsdatum kann der Strich auch oberhalb der Belastung bzw. der Wertangabe angebracht sein (Bild 5b).

Für Widerstände in axialer Ausführung mit Ringkodierung entfällt eine besondere Kennzeichnung, da diese aus neuer Keramik hergestellt werden.

Widerstände in radialer Ausführung besitzen einen Querstrich unter der Stempelung (Bild 6).

Widerstände in radialer Ausführung mit Farbkodekennzeichnung besitzen auf der Stirnseite der Kappe einen roten Punkt (Bild 7).

Grundsätzlich sind die Widerstände neuer Technologie durch roten Aufdruck auf der Verpackung zu erkennen.

Bild 8: Beispiel für die Kennzeichnung des Herstellungsdatums bei WBN-Widerständen

Schichtwiderstände Bauform 6 0,05 und 0,125 W *Beispiel 1a*	160 Ω 5 ne Widerstandswert Herstelldatum 1. Buchstabe = Jahr 2. Buchstabe = Monat Auslieferungstoleranz
Schichtwiderstände Bauform 6 0,125 W *Beispiel 1b*	160 Ω 0,5C ne Widerstandswert Herstelldatum 1. Buchstabe = Jahr 2. Buchstabe = Monat Gütegruppe (entfällt ab 1.1.1965) Auslieferungstoleranz
Schichtwiderstände Bauform 2 0,125 und 0,25 W *Beispiel 2a*	160 Ω Herstelldatum 1. Zeichen = Jahr Widerstandswert Herstelldatum 2. Zeichen = Quartal
Schichtwiderstände Bauform 2 0,5 W *Beispiel 2b*	160 Ω 5% 0,5W Herstelldatum 1. Zeichen = Jahr 1. Zeile = Widerstandswert 2. Zeile = Auslieferungstoleranz Nennverlustleistung (entfällt ab 1.1.66) Herstelldatum: 2. Zeichen = Quartal

Ab 1965 entfällt eine besondere Kennzeichnung für Widerstände nach der neuen Technologie, da andere Widerstände nicht mehr ausgeliefert werden.

Die Angabe des Herstellungsdatums erfolgt ab 1. 9. 1964 nach WBN-Standard 01007. Im Bild 8 sind entsprechende Beispiele angeführt.

Die Bedeutung der Zeichen für den Herstellungsmonat bzw. das Jahr geht aus folgender Aufstellung hervor.

Beispiel				Jahr	Monat	Quartal
1		2		1. Buchstabe 1. Zeichen	2. Buchstabe	2. Zeichen
1. Buchstabe	2. Buchstabe	1. Zeichen	2. Zeichen			
—	a		—	—	Januar	I. Quartal
—	b			—	Februar	
—	c			—	März	
p	d	—	— —	1964	April	II. Quartal
n	e	— —		1965	Mai	
j	f	— — —		1966	Juni	
h	g		— — —	1967	Juli	III. Quartal
g	h			1968	August	
f	j			1969	September	
e	n		— — — —	1970	Oktober	IV. Quartal
d	p			1971	November	
c	s			1972	Dezember	

Da teilweise der internationale Schlüssel für den Farbkode zur Kennzeichnung des Widerstandswertes nicht bekannt ist, geben wir diesen nochmals in folgender Tabelle an.

Farbe	1. Punkt 1. Ziffer	2. Punkt 2. Ziffer	3. Punkt Multiplikator	4. Punkt Toleranz
silber	—	—	10^{-2}	±10%
gold	—	—	10^{-1}	± 5%
schwarz	—	0	1	—
braun	1	1	10	± 1%
rot	2	2	10^2	± 2%
orange	3	3	10^3	—
gelb	4	4	10^4	—
grün	5	5	10^5	—
blau	6	6	10^6	—
violett	7	7	10^7	—
grau	8	8	10^8	—
weiß	9	9	10^9	—
keine	—	—	—	±20%

Für die erste Zahl des Wertes wird der Farbpunkt auf die Kappe gesetzt. Für die zweite Zahl wird der Punkt auf den Körper neben der Kappe aufgebracht, der diesem folgende Punkt gibt die Anzahl der Nullstellen an. Diese Kennzeichnung gilt sinngemäß auch für Farbringe. Die Toleranzkennzeichnung ist ebenfalls ersichtlich.

Eine UKW-Empfangsanlage für höhere Ansprüche

Dipl.-Phys. ROLF TROGISCH

im Tuner befindliche erste ZF-Bandfilter schließt sich der ZF-Verstärker an. Die ersten drei Stufen arbeiten jeweils mit der EF 89, die zwar gegenüber der EF 85 bzw. EF 80 eine geringere Steilheit hat, durch ihr günstigeres S/C_{ag1}-Verhältnis aber bei gleicher Sicherheit gegen Selbsterregung eine höhere Stufenverstärkung bringt. Nach der ersten ZF-Röhre wurde ein Doppelbandfilter, bestehend aus zwei kapazitiv gekoppelten Bandfiltern BF 25 angeordnet. Die bei sehr starken Sendern (Ortssender) bereits an der Gitterkombination der zweiten EF 89 entstehende negative Richtspannung wird zur Verschiebung der negativen Vorspannung an der HF-Vorstufe im Tuner benutzt. Dadurch werden bei sehr starken Sendern Verzerrungen vermieden.

Die dritte ZF-Stufe wird mit zur Begrenzung benutzt. Sie wird über das Bremsgitter geregelt. Als Regelspannung dient die an der Gitterkombination der vierten ZF-Stufe abfallende Spannung. Als letzte ZF-Röhre wurde die EF 80 gewählt, die wegen ihres Kennlinienknickes besonders gut als Begrenzerröhre geeignet ist. Durch Vergrößerung des Anoden- und des Schirmgitterwiderstandes wird der Aussteuerbereich der Röhre verkleinert. Um die Wirksamkeit der Begrenzung zu überprüfen, wurde zunächst das Bremsgitter der dritten EF 89 an Masse gelegt. Dabei schwankte die Gleichspannung am Elko des Verhältnisgleichrichters im Verhältnis 1 : 1,2 (stärkster und schwächster empfangener Sender). Es zeigte sich, daß am Steuergitter der EF 80 eine Überregelung auftrat; die Ausgangsspannung sank mit wachsender Eingangsspannung. Dagegen schwankte die Gleichspannung am Verhältnisgleichrichter-

Einleitung

Will man die technische Qualität des UKW-Rundfunks auf der Empfängerseite voll ausnutzen, dann kommt man ohne einen größeren Aufwand nicht aus. Während aber selbst in Rundfunkgeräten der Mittelklasse der ZF-Teil für FM recht gut ausgestattet ist, wird der NF-Teil oft vernachlässigt. Das ist natürlich vor allem eine finanzielle Frage, denn der Kreis der Musikliebhaber, die für einen guten NF-Teil bedeutend mehr Geld auf den Tisch legen können oder wollen, dürfte nicht allzu groß sein. Aus diesem Grunde ist auch die Rundfunkgeräteindustrie bisher etwas zurückhaltend. Für den Amateur eröffnet sich daher hier ein dankbares Gebiet. Bei der nachfolgend beschriebenen Anlage sollten folgende Bedingungen erfüllt werden:

1. Der UKW-ZF-Verstärker muß eine große Selektivität besitzen und schon bei sehr kleinem Eingangsignal begrenzen.
2. Bei großer Eingangsspannung (Ortssender) dürfen keine Verzerrungen durch Veränderung der ZF-Durchlaßkurve auftreten.
3. Der Tuner muß eine möglichst große Empfindlichkeit, geringes Eigenrauschen und große Frequenzkonstanz haben.
4. Der NF-Verstärker muß bei Vollaussteuerung einen kleineren Klirrfaktor haben als der Demodulator (etwa 1%).
5. Die Lautsprecher sollen eine Wiedergabe im Frequenzbereich von 30 Hz bis 16 kHz ermöglichen.

Die Anlage besteht aus dem Steuergerät mit UKW-Empfangsteil, dem Netzteil, dem Endverstärker und der Baßreflexbox.

Steuergerät mit UKW-Empfangsteil

Der 16-Kreis-FM-Super ist zusammen mit dem Vorverstärker auf einem Chassis untergebracht. Daher konnte wegen des geforderten hohen Brummabstands die Heizung nicht einseitig geerdet werden.

Als Eingangsteil wurde der UKW-Tuner vom VEB Stern-Radio Sonneberg verwendet. Der mit der ECC 85 bestückte Tuner erfüllt die Forderung nach ausreichend hoher Empfindlichkeit und großer Frequenzkonstanz. An das

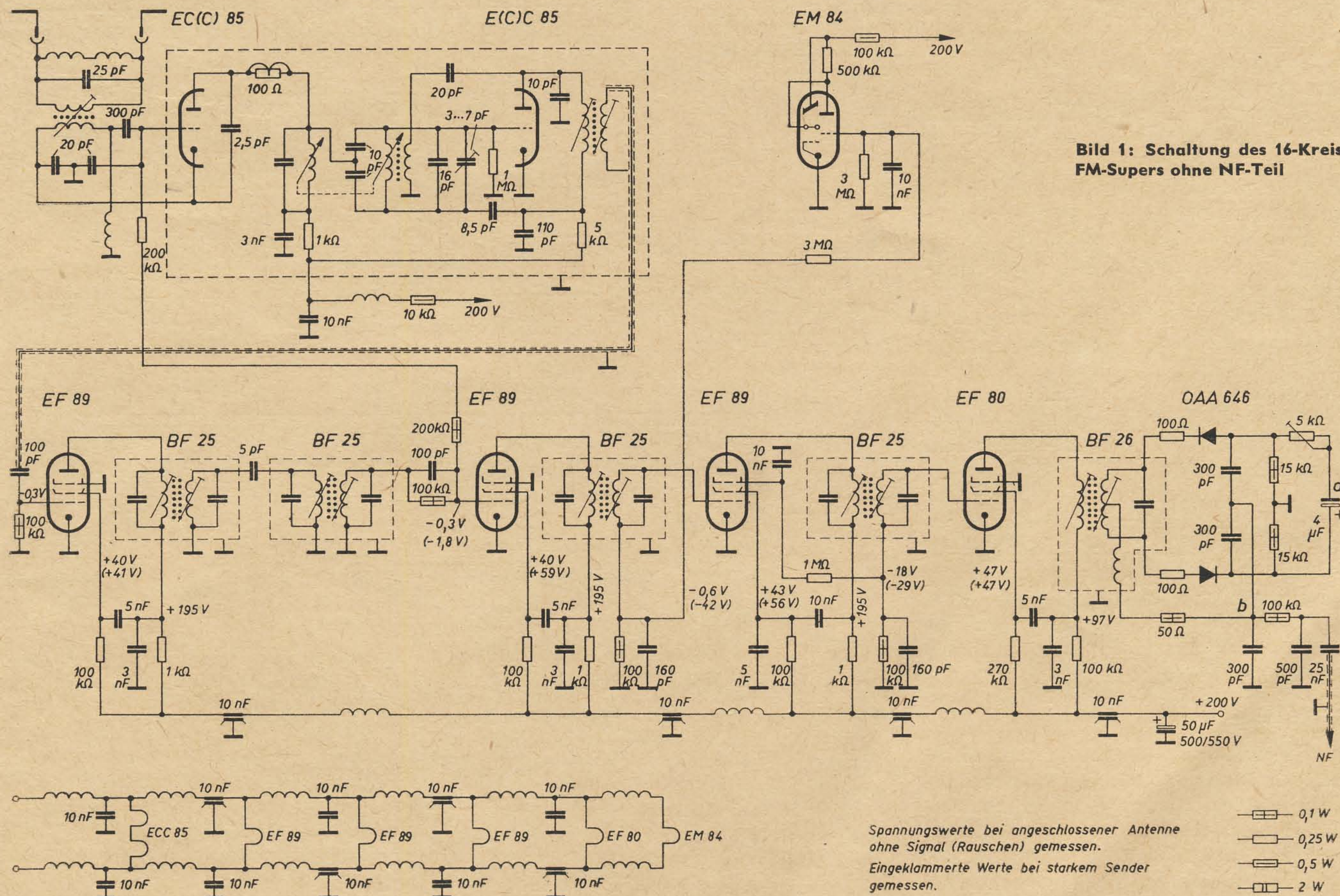


Bild 1: Schaltung des 16-Kreis-FM-Supers ohne NF-Teil

Elko bei Bremsgitterregelung der dritten ZF-Röhre nur noch im Verhältnis 1 : 1,05. Die Begrenzung setzte bereits allein durch die Rauschspannung der ersten Stufe ein, auch wenn noch kein HF-Signal am Eingang lag (Bild 1).
Die Demodulation erfolgt mit der bekannten Verhältnisgleichrichterschaltung. Um einen möglichst großen Brummabstand zu erhalten, wurde keine Röhre, sondern das Germaniumdiodenpaar OAA 646 verwendet. Die ZF-Stufen sind mit einer Schirmgitterneutralisation versehen. Zur Amplitudenbegrenzung bei sehr kurzen Störimpulsen dienen die RC-Kombinationen in den Gitterzuleitungen. Bei Störimpulsen verschiebt sich durch Gitterstromeinsatz der Arbeitspunkt so, daß die Verstärkung kurzzeitig herabgesetzt wird.

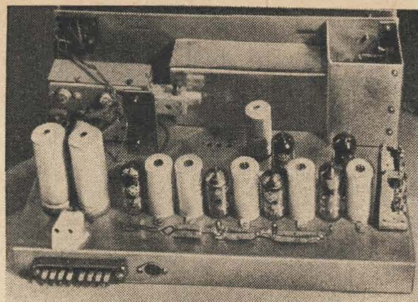


Bild 2: Chassis des Steuergerätes

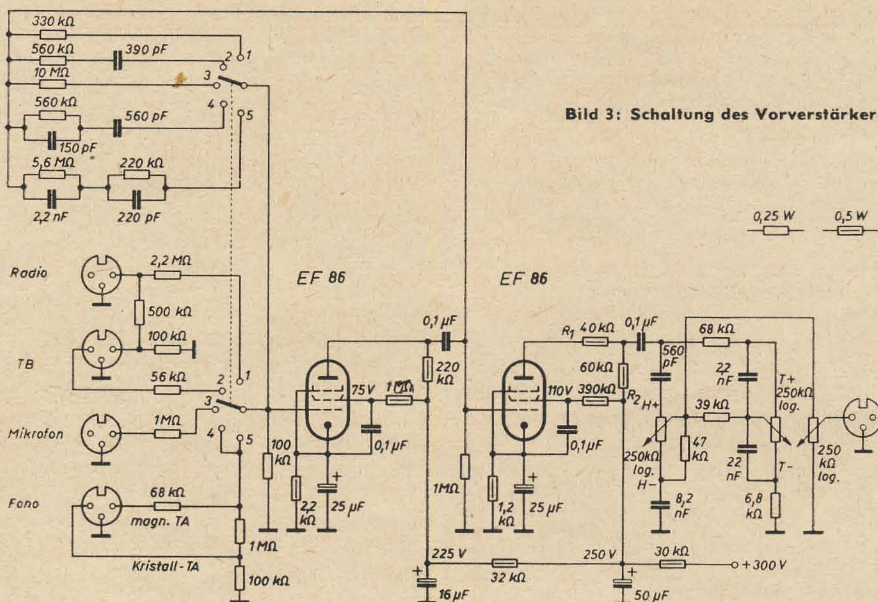


Bild 3: Schaltung des Vorverstärkers

Die Abstimmanzeige erfolgt mit einer EM 84. Wegen der hohen Begrenzung kann die Spannung am Elko des Verhältnisgleichrichters nicht zur Anzeige gebracht werden, auch die negative Richtspannung am Gitter der EF 80 schwankt zu wenig. Deshalb wurde die am Gitter der dritten EF 89 entstehende Spannung benutzt. Wie die angeschriebenen Werte im Bild 1 zeigen, reichen das Spannungsverhältnis und die Größe der Spannung völlig aus.
Beim mechanischen Aufbau wurden dieselben Grundsätze wie in [1] beachtet. Als Chassismaterial wurde Messing verwendet. Heiz- und Anodenleitungen befinden sich oberhalb des Chassis; die Zuführungen erfolgen über Durchführungskondensatoren. Die Leitungen sind von Stufe zu Stufe verdrosselt.
Alle zum Verhältnisgleichrichter gehörenden Bauelemente, einschließlich Deemphasis, befinden sich in einem Abschirmbecher. Dadurch werden Brummeinstreuungen sicher vermieden.

NF-Vorverstärker

Der Vorverstärker (Bild 3) ist mit zwei EF 86 bestückt. Damit ist auch bei kleinem Eingangssignal ein genügend großer Brummabstand gewährleistet. Die erste Stufe ist über umschaltbare Kanäle gegengekoppelt. Die Eingangsimpedanz wird im wesentlichen von den Reihenwiderständen vor dem Wahlschalter bestimmt. Nach der zweiten Stufe kommt das Klangregelnetzwerk.
Der Vorverstärker hat fünf Eingänge. Dabei kann der „Radio"-Eingang auch für andere Tonquellen verwendet werden, die einen linearen Frequenzgang haben. Mit dem Eingangswahlschalter wird gleichzeitig die frequenzabhängige Gegenkopplung umgeschaltet. Die Spannungsgegenkopplung in der ersten Stufe wird bei den Eingängen „TB" und „Fono" durch frequenzabhängige Glieder zur Frequenzgangkorrektur ausgenutzt. Die gemessenen Kurven zeigt Bild 4.

Endstufe mit der EL 12 N

Der Endverstärker ist mit 1× EF 86, 1× ECC 83 und 2× EL 12 N bestückt (Bild 5). Die beiden EL 12 N werden in der sog. Ultralinear-Gegentakt-Schaltung betrieben. Die Ausgangsleistung beträgt 20 W bei abgeschalteter Mitkopplung.
Die Eingangsspannung wird von der EF 86 geliefert, die auf die als Phasenumkehrstufe arbeitende ECC 83 arbeitet. Der Anodenwiderstand des Systems II der ECC 83 muß für beste Symmetrie der Steuerspannungen um 3% größer als der des Systems I sein.
Die Gegenkopplung von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers auf die Katode der EF 86 beträgt 27 dB. Der Innenwiderstand des Verstärkers beträgt 0,1 Ω. Damit ergibt sich eine gute elektrische Bedämpfung der Lautsprecherresonanz.
Bei dem Ausgangsübertrager mit einem Kern der Größe M 102b (Dynamoblech IV, 0,35 mm) ist der Wickelraum durch eine Trennwand in zwei gleiche Kammern geteilt. Durch die Ineinanderschachtelung der Wick-

Bild 4: Entzerrerkennlinie „TB" (a) und Schneidkennlinienentzerrung (b)

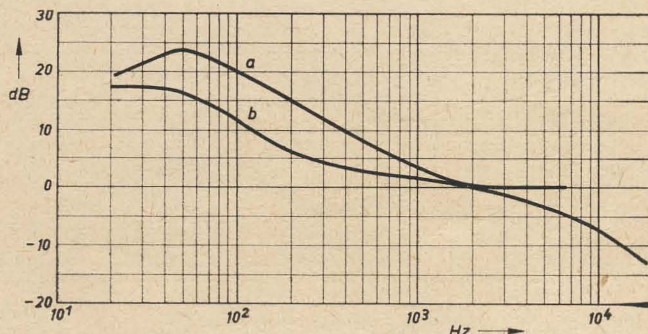
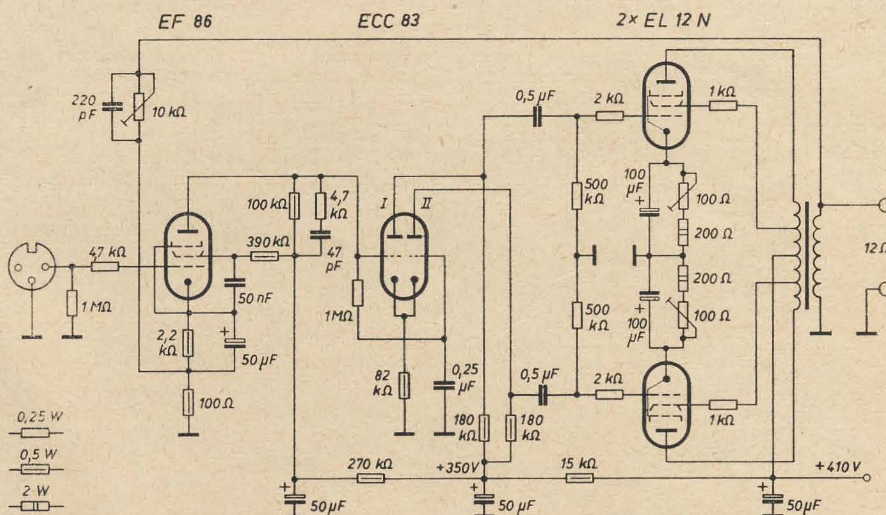


Bild 5: Endstufe mit 2×EL 12 N ▼



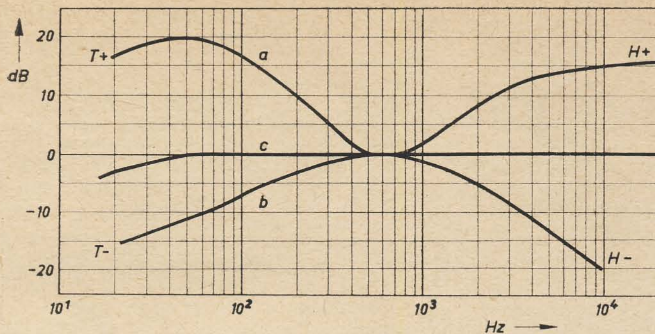


Bild 6: Frequenzgang des NF-Verstärkers bei verschiedenen Einstellungen der Klangregler

lungen wird die Streuinduktivität klein gehalten. Um die Wicklungskapazität klein zu halten, wurde nach jeder Lage eine Kunststoffolie eingelegt. Die Wicklungen selbst müssen völlig symmetrisch sein.
Zur Überprüfung der Eigenschaften des Vor- und Endverstärkers wurden verschiedene Messungen durchgeführt.
Bild 6 zeigt den Frequenzgang bei auf- bzw. zugedrehten Baß- und Höhenregler. Die mittlere Kennlinie c kann durch geeignete Einstellung der Regler erreicht werden. Die konstante Eingangsspannung wurde dabei an den Eingang ,,Radio" gegeben.
Die Entzerrkennlinie für den Eingang ,,TB" zeigt die Kurve a im Bild 4. Dieser Eingang ist geeignet zum direkten Anschluß an hochohmige Wiedergabeköpfe. Soll ein Tonbandgerät von seinem normalen Ausgang aus betrieben werden, dann muß der Eingang ,,Radio" verwendet werden.
Der Eingang ,,Mikrofon" hat einen Frequenzgang wie der Eingang ,,Radio", allerdings tritt ab 4 kHz ein Abfall ein (bei 10 kHz — 5 dB). Kurve b im Bild 4 zeigt die Entzerrerkennlinie des Fonoeinganges.
Sämtliche Kurven wurden an der Sekundärseite des Ausgangsübertragers gemessen.

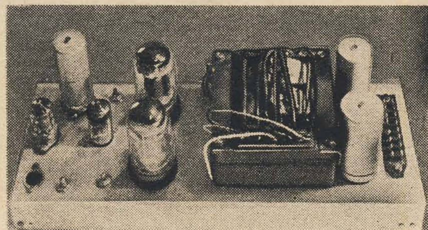
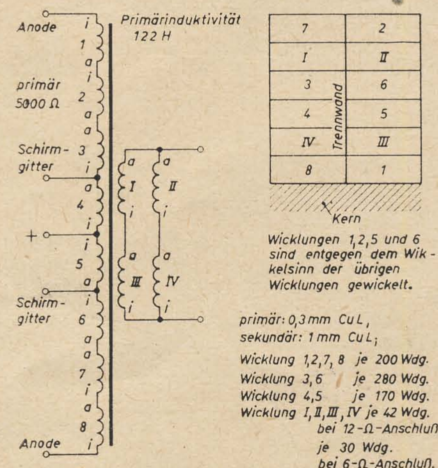


Bild 7: Chassis des Endverstärkers



7	2
I	II
3	6
4	5
IV	III
8	1

Bild 8: Wickelschema des Ausgangsübertragers

Der Klirrfaktor des Gesamtverstärkers ist bei 20 W Ausgangsleistung < 1 %, bei 16 W Ausgangsleistung ≤ 0,2 %.
Die Ausgangsleistung von 20 W steht über den ganzen Frequenzbereich zur Verfügung.
Das Einschwingverhalten des Verstärkers wurde mit Rechteckimpulsen von 400 Hz, 1000 Hz und 10 kHz geprüft. Es zeigten sich keine Kurvenverformungen.
Bild 7 zeigt die Chassisansicht des Endverstärkers, Bild 8 das Wickelschema des Ausgangsübertragers.

Baßreflexbox

Da eine einwandfreie Wiedergabe der tiefsten Frequenzen mit einer normalen Schallwand kaum zu erreichen ist, wurden die Lautsprecher in einer Baßreflexbox untergebracht. Die äußeren Abmessungen der Box sind 800 × 1100 × 450 mm, das innere freie Volumen beträgt etwa 350 l. Dieses Volumen und die Baßlautsprecher bilden zwei miteinander gekoppelte schwingungsfähige Systeme. Die Baßbox wirkt als Helmholtzscher Resonator. Bei günstiger Dimensionierung kann die akustische Abstrahlung der tiefen Frequenzen besser werden als bei unendlich großer Schallwand. Die verwendeten Baßlautsprecher — zwei 25-W-Lautsprecher von je 35-cm-Korbdurchmesser und einer Impedanz von 6 Ω — haben eine Eigenresonanz von etwa 35 Hz. Durch die Ausnutzung der Resonanz der Box ist eine Übertragung bis 25 Hz möglich. Unterhalb dieser Frequenz nimmt die Abstrahlung sehr rasch ab. Die vordere zusätzliche Öffnung hat eine Fläche von 1600 cm².
Die Innenwände sind mit schalldämmendem Material (Schneiderwatte) belegt.
Als Mitteltonlautsprecher dienen zwei 3-W-Systeme mit einer Impedanz von je 6 Ω. Sie sind für Musikwiedergabe völlig ausreichend, da die größten Amplituden im unteren Frequenzbereich auftreten. Zwei Hochtonlautsprecher dienen zur Abstrahlung der hohen Frequenzen. Die Mitteltonlautsprecher wurden auf der Rückseite mit schalldämmendem Material belegt, um Beschädigungen durch die großen Baßamplituden zu vermeiden.
Die Aufteilung der Energie erfolgt mit Hilfe einer NF-Weiche (Bild 9). Als Kapazitäten wurden MP-Kondensatoren verwendet, als Induktivitäten Luftspulen. Für einen 6-Ω-Ausgang müssen die Kapazitäten doppelt so groß, die Induktivitäten halb so groß gemacht werden.

Inbetriebnahme

Die Inbetriebnahme erfolgt zuerst beim Endverstärker. Sollte dieser schwingen, so ist wahrscheinlich die Gegenkopplung am falschen Ende des Ausgangsübertragers angebracht. Eventuell muß der Gegenkopplungswiderstand verändert werden.

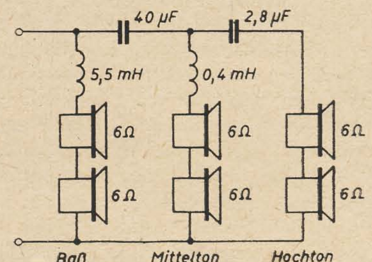


Bild 9: Niederfrequenzweiche

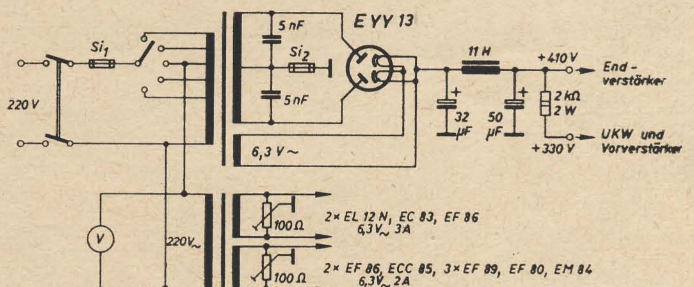


Bild 10: Netzteil und Wickeldaten des Netztrafos

Die Endröhren werden auf eine Anodenverlustleistung von 18 W eingestellt. Der Schirmgitterstrom beträgt jeweils 8 mA. Beim Vorverstärker wird das Verhältnis der Widerstände R_1 und R_2 so eingestellt, daß sich bei den angegebenen Eingangsspannungen im Endverstärker die Nennleistung ergibt. Zur Ermittlung der Ausgangsleistung wurde der Verstärker mit einem 12-Ω-Widerstand abgeschlossen und an diesem die Spannung gemessen. Die Summe von R_1 und R_2 muß natürlich immer 100 kΩ bleiben. Die Eingangsempfindlichkeit des Vorverstärkers kann durch Änderung der unmittelbar dem Eingang folgenden Reihenwiderstände verändert werden, dabei ändert sich allerdings auch der Eingangswiderstand.
Das UKW-Gerät wird am besten mit einem Selektografen abgeglichen. Falls ein solcher nicht vorhanden ist, kann man mit einem Multizet (20 kΩ/V) und mit einiger Übung und Ausdauer auch einen Abgleich vornehmen. Man geht dann so vor, daß die an der Begrenzerröhre stehende Gitterspannung durch Trimmen der vorhergehenden Bandfilter auf ein Maximum gebracht wird. Als Prüfsender dient am besten ein ohne Feldstärkeschwankungen empfangbarer Sender.
Der Verhältnisgleichrichter kann folgender-

maßen abgeglichen werden: Der obere Bandfilterkern wird ganz herausgeschraubt. Danach wird der untere Kern so verdreht, daß die Spannung zwischen Punkt a und Masse ein Maximum wird. Dann wird der Sekundärkreis auf Nulldurchgang der Spannung zwischen Punkt b und Masse getrimmt. Bei diesen Messungen muß am „heißen" Ende stets ein 100-kΩ-Widerstand unmittelbar am Meßpunkt liegen, um Verstimmungen zu vermeiden. Als Meßsender dient auch hier ein schwach einfallender Rundfunksender.

Der FM-Super muß mechanisch sehr sorgfältig aufgebaut werden, um ein Schwingen zu vermeiden. Im Mustergerät wurden keinerlei Abschirmwände zwischen den einzelnen Stufen verwendet.

Endstufe mit der EL 84

Die Röhre EL 12 N wird nicht mehr gefertigt. Allerdings ist sie nach Angabe des Herstellers noch längere Zeit lieferbar. Soll aus diesem Grunde, oder auch deshalb, weil eine Ausgangsleistung von 20 W nicht benötigt wird, der Endverstärker mit der EL 84 ausgerüstet werden, so ist folgendes zu beachten. Die Endstufe wird mit dem gleichen Ausgangsübertrager wie die ursprüngliche Ausführung ausgestattet. Da $R_{a/a}$ bei 2× EL 84 im Gegentakt 8 kΩ wird, ändern sich die Wickeldaten auf der Sekundärseite wie im Bild 11 angegeben.

Die Katodenwiderstände müssen für die angegebenen Stromwerte 260 Ω betragen.

Da die zur Erreichung einer Leistung von 12 W erforderliche Steuerspannung an den Gittern nur halb so groß ist wie die bei der EL 12 N für volle Ausgangsleistung, kann durch Veränderung des Widerstandsverhältnisses $R_1 : R_2$ im Vorverstärker die Steuerspannung verringert werden. R_1 muß etwa 75 kΩ, R_2 etwa 25 kΩ werden.

Im Netzteil ergeben sich einige Änderungen. Zunächst ändert sich die Sekundärwindungszahl am Netztrafo. Danach wird die Gleichspannung am ersten Siebkondensator noch größer als 300 V sein.

Die RC-Siebung für die Phasenumkehr- und die Vorröhre wird so bemessen, daß an den Anoden der Phasenumkehrröhre etwa 260 V stehen.

Die nach diesen Änderungen erreichbare Ausgangsleistung liegt etwa bei 12 W. Der bei voller Ausgangsleistung zu erwartende Klirrfaktor liegt unter 1%.

Die Gegenkopplung wird so eingestellt, daß der Verstärker bei abgeschaltetem Lautsprecher noch nicht schwingt. Sie muß dann etwa 26 dB betragen.

Literatur

[1] Otto, D., und Böttcher, H.: 13-Kreis-UKW-Einbausuper. radio und fernsehen 7 (1958) H. 21 S. 622—625

[2] Rodenhuis, E.: Hi-Fi-Verstärker — Schaltungen. Philips' Technische Bibliothek 1960

[3] Westerveen, G.: Berechnung von Baßreflexgehäusen. Funktechnik 13 (1958) H. 5 S. 149.

[4] Martini, H.: Elektrische Weichen zur Leistungsaufteilung in NF-Verstärkern, Funktechnik 15 (1960) H. 5 S. 111

Technische Daten

16-Kreis-FM-Super

Röhrenbestückung:	1×ECC 85, 3×EF 89, 1×EF 80, 1×EM 84, 2×OAA 646
Zahl der Kreise:	16, davon 2 abstimmbar
Empfindlichkeit:	2,5 μV bei 26 dB Rauschabstand

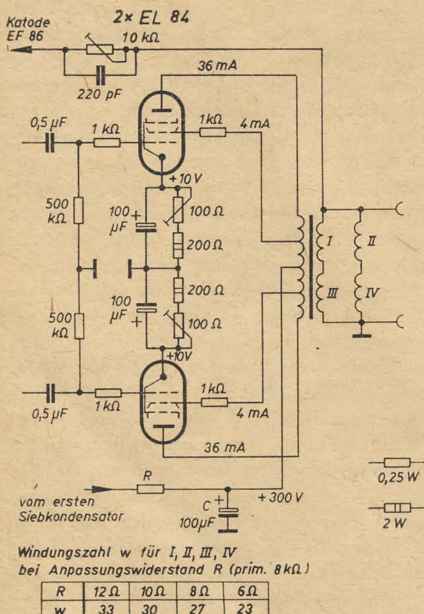
Vor- und Endverstärker

Röhrenbestückung:	3×EF 86, 1×ECC 83, 2×EL 12 N (oder 2×EL 84), 1×EYY 13	
Empfindlichkeit (für 20 W Ausgangsleistung):		
	Radio:	250 mV
	TB:	3 mV
	Mikrofon:	6 mV
	Fono (Kristall):	50 mV
	Fono (Magn.):	3 mV
Brumm- und Rauschabstand (auf 20 W Ausgangsleistung bezogen):		
	Radio:	—61 dB
	TB:	—56 dB
	Mikrofon:	—45 dB
	Fono:	—57 dB
Klirrfaktor bei 20 W < 1%		

Transistor-A-Endstufe für Netzbetrieb

Ing. ERNST BOTTKE

Ein Transistor-Heimempfänger für mitteleuropäische Verhältnisse sollte einen UKW-Bereich und eine Ausgangsleistung von etwa vier Watt haben. Beim Aufbau eines derartigen Gerätes unter Verwendung der bisher üblichen Legierungstransistoren in der Endstufe ergeben sich erhebliche Schwierigkeiten, die obligatorische, obere Übertragungsfrequenz von 15 kHz zu erreichen. Wie aus dem folgenden Beitrag ersichtlich, ist zur Erreichung dieses Zieles z. Z. noch ein beträchtlicher schaltungstechnischer Aufwand notwendig, der für Großseriengeräte ökonomisch kaum zu vertreten ist.



Windungszahl w für I, II, III, IV bei Anpassungswiderstand R (prim. 8 kΩ)

R	12 Ω	10 Ω	8 Ω	6 Ω
w	33	30	27	23

Bild 11: Endstufe mit 2×EL 84

Wenn die in diesem Zusammenhang angestellten Überlegungen und Versuche hier wiedergegeben werden, so geschieht dies, um die Zweckmäßigkeit neuerer Lösungsmöglichkeiten — die in einem späteren Beitrag behandelt werden sollen — besonders herauszustellen und um einige allgemeingültige Gesichtspunkte darzulegen. Die Betrachtungen sind vor allem auf die obere Frequenzgrenze ausgerichtet.

Kühlblech und Verlustleistung

Wie bereits erwähnt, ist bei Heimempfängern zur verzerrungsarmen Wiedergabe von Lautstärkespitzen eine Sinustonsprechleistung von vier Watt notwendig. Da der Wirkungsgrad von A-Endstufen bestenfalls 50% erreicht, muß die Verlustleistung des Endstufentransistors bei 8 W liegen. Zur Verfügung stand ein Leistungstransistor vom Typ OC 26 (Valvo) mit einem inneren Wärmewiderstand $R_{i\ therm}$ von 1,8 grd/W einschließlich Glimmerplättchen. Die maximal zugelassene Sperrschichttemperatur $\vartheta_{j\,max}$ wurde mit 85 °C angesetzt. Als höchste Umgebungstemperatur ϑ_a (Geräteinnentemperatur) wurde für mitteleuropäische Verhältnisse ein Wert von 35 °C angenommen. Das ist gerechtfertigt, weil der Leistungstransistor praktisch die einzige Wärmequelle im Gerät ist. Der zulässige Gesamtwärmewiderstand wird somit

$$R_{therm} = \frac{\vartheta_{j\,max} - \vartheta_a}{P_C} = \frac{50}{8} = 6{,}25 \approx 6\ \text{grd/W}$$

Der äußere Wärmewiderstand $R_{a\ therm}$ darf daher höchstens

$$R_{a\ therm} = R_{therm} - R_{i\ therm} = 6 - 1{,}8 = 4{,}2\ \text{grd/W}$$

betragen.

Nach bereits früher an dieser Stelle [1] veröffentlichten Berechnungsunterlagen muß das Aluminiumkühlblech bei 3 mm Stärke mindestens 14×14 cm groß sein. Der äußere Wärmewiderstand beträgt dann bei senkrechter Anordnung des Bleches 4 grd/W. Sofern es konstruktiv irgendwie möglich ist, wird man jedoch das Blech größer wählen, um die Sperrschichttemperatur, die bei A-Endstufen in nahezu derselben Höhe dauernd auftritt, möglichst niedrig zu halten.

Wahl der Speisespannung

Der absolute Wert der Brummspannung U_{Br} üblicher Netzgleichrichter mit Ladekondensator ist dem entnommenen Gleichstrom I_0 proportional.

$$U_{Br} = K \cdot I_0$$

Der relative Brummanteil ist jedoch

$$\frac{U_{Br}}{U_0} = \frac{K \cdot I_0}{U_0}$$

bzw. mit

$$U_0 = \frac{P_0}{I_0}$$

$$\frac{U_{Br}}{U_0} = K \frac{I_0^2}{P_0}$$

U_0 ≙ Spannung am Ladekondensator
P_0 ≙ Gleichstromleistung
K ≙ Konstante

Bei gleichbleibender Gleichstromleistung steigt er also mit I_0^2. Um den Aufwand an Siebung in tragbaren Grenzen zu halten, ist es also wünschenswert, die Kollektorbatteriespannung möglichst hoch zu wählen.
Laut Datenblatt ist für den genannten Endstufentransistortyp ein höchstzulässiger Augenblickswert der Kollektorspannung von

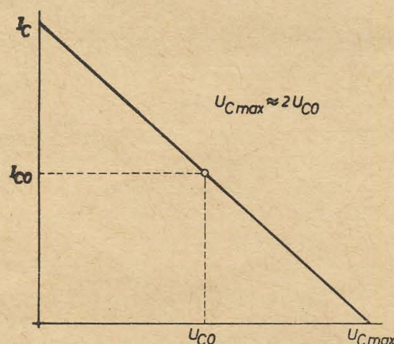


Bild 1: Zuordnung der Batteriespannung zur Kollektorspannung

40 V zugelassen. Die Batteriespannung dürfte demnach eigentlich nicht höher als 20 V gewählt werden (Bild 1). Eine experimentelle Untersuchung des vorhandenen Exemplars zeigte jedoch, daß bei einem äußeren Widerstand zwischen Basis und Emitter von 40 Ω bei 60 V Kollektorspannung der Reststrom noch kleiner war als 0,5 mA. Auch lag die Durchbruchspannung, bei der der Kollektorstrom steil anzusteigen beginnt, bei wesentlich höheren Werten. Es wurde daher das Wagnis unternommen, die Spannung am Siebkondensator auf 30 V zu erhöhen, so daß bei Vollaussteuerung Augenblickswerte der Kollektorspannung von 60 V auftreten können. Dieses Transistorexemplar war tapfer und hielt in mehrmonatigem Probebetrieb der Spannungsbeanspruchung stand.

Anpassung

Um bei 30 V Versorgungsspannung auf die gewünschte Verlustleistung P_v von 8 W zu kommen, ergibt sich nach der Gleichung

$$I_{CO} = \frac{P_v}{U_{CO}}$$

für den Endstufentransistor ein Kollektorruhestrom von etwa 260 mA. Bei der Berechnung des Anpassungswiderstandes für maximale Ausgangsleistung ist zu berücksichtigen, daß die tatsächlich wirksame Kollektorspannung U_C um den Spannungsabfall am Emitterwiderstand und an der Primärwicklung des Ausgangstransformators geringer ist. U_C wurde zu 29 V angenommen. Nach der bereits im Prinzip von Röhrenverstärkern her bekannten Formel [2].

$$R_L = \frac{U_C}{I_{CO}}$$

ergibt sich somit hier ein optimaler Lastwiderstand von 110 Ω. Zur Berechnung des Übersetzungsverhältnisses, das der Ausgangstransformator haben muß, benutzt man die bekannte Gleichung

$$R_L = ü^2 \cdot R_{sp}$$

und kommt bei einer Nennimpedanz der Lautsprecherspule R_{sp} von 5 Ω auf ein Übersetzungsverhältnis von ü = 4,5. Es wurde ein bei Lautsprechern von 4 bis 6 W üblicher E I 60-Kern mit 0,5 mm Luftspalt benutzt. Bei einer Primärwindungszahl von 480 (0,4 mm CuL), die sich aus der unteren Grenzfrequenz ergibt, sind auf der Sekundärseite 106 Windungen (0,8 mm CuL) notwendig. Um die Erreichung einer möglichst hohen Grenzfrequenz des Gesamtverstärkers nicht durch die Streuinduktivität des Ausgangstransformators zu erschweren, wurde die Primärwicklung in zwei Hälften aufgeteilt, so

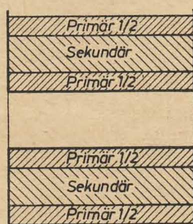


Bild 2: Anordnung der Wicklungen

daß die Sekundärwicklung zwischen den beiden Hälften liegt (Bild 2).

Beachtenswertes

In allen Fällen, in denen die maximal zulässige Kollektorspannung von Transistoren in Schaltungen mit Ausgangstransformator voll ausgenutzt wird, ist peinlichst darauf zu achten, daß die Endstufe niemals ohne angeschaltete Last (Lautsprecher) ausgeschaltet oder ausgesteuert wird. Dabei könnten u. U. durch zusammenbrechende Magnetfelder hohe Spannungsspitzen auftreten, die zur Zerstörung des Transistors führen. Bei zu starker Übersteuerung kann dieselbe Unzuträglichkeit auftreten. Ihr wirkt ein RC-Glied parallel zur Primärseite des Ausgangstransformators entgegen. Es wird nach Art der Boucherot-Schaltung so bemessen, daß der mit steigender Frequenz auftretende Impedanzanstieg der Lautsprecherspule eliminiert wird. Für das gesamte Frequenzband soll eine konstante Belastung erreicht werden. Die Dimensionierung des RC-Gliedes wird also von der Konstruktion des Lautsprechers abhängen (u. a. von der Feldstärke im Luftspalt, von der Art der Anschaltung eines etwa vorhandenen Hochtonlautsprechers u. ä.). Das RC-Glied ist für alle Transistor-A-Endstufen mit Ausgangstransformator obligatorisch, beseitigt aber nicht völlig die Gefährdung des Transistors bei fehlender Last.

Transistor-Grenzfrequenzen

Bei der Anwendung von Transistoren in Endstufen sind zwei Grenzfrequenzen in Betracht zu ziehen: die Grenzfrequenz der Stromverstärkung in Emitterschaltung f_β und die Grenzfrequenz der Steilheit f_s. Bei der Messung der f_β-Grenzfrequenz arbeitet der Ausgangskreis im Kurzschluß, und der Eingangskreis wird aus einer Quelle hohen Widerstandes gespeist. Zur Messung der Steilheitsgrenzfrequenz f_s ist der Transistor aus einer Quelle geringen Widerstandes anzusteuern. Die Impedanz der Last ist ebenfalls niedrig.
Für das vorhandene Transistorexemplar OC 26 wurde bei U_{CO} = 30 V und I_{CO} = 260 mA (Lastwiderstand 6 Ω) f_β = 4 kHz gemessen. Die Steilheitsgrenzfrequenz wurde im gleichen Arbeitspunkt mit f_s = 5,6 kHz ermittelt. Die Impedanz des steuernden Generators lag dabei zwischen 1 und 2 Ω. Wie ersichtlich, bringt die „Spannungssteuerung" — Ansteuerung aus einer niederohmigen Quelle — einen geringen Gewinn an Verstärkung bei hohen Frequenzen. Aus diesem Grunde wird in der gewählten Schaltung (Bild 3) der Treibertransistor in Kollektorschaltung betrieben. Im Hinblick auf den Endstufentransistor wirkt er im Emitterkreis als Generator, dessen Innenwiderstand etwa dem reziproken Wert der Steilheit entspricht. Für den idealisierten Transistor gilt nun bezüglich der Steilheit [3]:

$$|S| \approx 39 \cdot I_E$$

Der Treibertransistor T_2, der hier mit einem Emitterstrom I_E von etwas mehr als 13 mA betrieben wird ($|S| \approx 0,5$ A/V), wirkt in Kollektorschaltung für den nachfolgenden Endstufentransistor T_3 wie eine Spannungsquelle mit dem Innenwiderstand von etwa 2 Ω. So können wir wenigstens mit einer Grenzfrequenz von etwa 5,6 kHz rechnen.

Gegenkopplungen

Um den Übertragungsbereich auf etwa 15 kHz zu erweitern, wird eine starke Strom- und Spannungsgegenkopplung angewendet, die die End- und Treiberstufe umfaßt. Die Stromgegenkopplung erfolgt am Emitterwiderstand von 1 Ω. Für die Spannungsgegenkopplung sind auf dem Ausgangstransformator zusätzlich 12 Windungen (0,4 mm CuL) aufgebracht, die ebenfalls in der gemeinsamen Emitterleitung von End- und Treiberstufe liegen. Der Verstärkungsverlust durch diese verhältnismäßig starken Gegenkopplungen ist beträchtlich. Er wird durch die Vorstufe (T_1) ausgeglichen, auf die nochmals eine schwache Gegenkopplung (1 : 2) von der Sekundärseite des Ausgangsstransformators wirkt.
Für Vollaussteuerung — 3,8 W Ausgangsleistung bei K = 10 % — ist am Eingang des Verstärkers eine Steuerspannung von 0,5 V_{eff} nötig. Der Verstärkereingangswiderstand ist nahezu frequenz- und amplitudenunabhängig und liegt bei 5 kΩ.
Der Klirrfaktor der Ausgangsspannung, gemessen bei 1 kHz, bleibt, wie es für stark gegengekoppelte Verstärker charakteristisch ist, bis zur Erreichung der Aussteuerungsgrenzen

verhältnismäßig klein und steigt dann schnell auf 10% an. Zur Messung der Überalles-Grenzfrequenz des Verstärkers wurde die Ausgangsspannung auf 4 V eingestellt, so daß der Klirrfaktor noch klein bleibt. Bei dieser „Nahezu-Vollaussteuerung" wurde bei 30% Verstärkungsabfall die obere Frequenzgrenze zu 10 kHz ermittelt. Bei geringerer Aussteuerung ergab sich: eine Grenzfrequenz von 16,5 kHz (Ausgangsspannung 2 V) und 18,6 kHz (Ausgangsspannung 1 V).

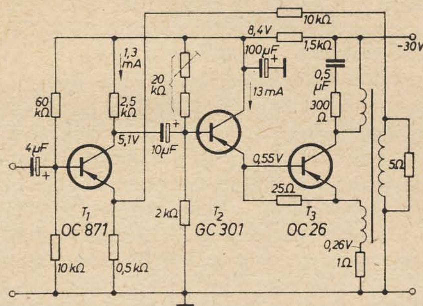


Bild 3: Schaltung der A-Endstufe

Stabilisierung

Bezüglich der Stabilisierung der Endstufe gegen Exemplarstreuungen und Temperatureinflüsse können wir den Endstufen- und Treibertransistor in Gedanken zu einem Transistor zusammenfassen, dessen Stromverstärkung gleich dem Produkt der Einzelstromverstärkungen ist [4].

$$B_{ges} = B_I \cdot B_{II}$$

Vorteilhaft für die Temperaturstabilisierung ist es, wenn der 1-Ω-Widerstand in der Emitterleitung der Endstufe aus Kupferdraht gewickelt und in einen engen Wärmekontakt mit dem Transistorgehäuse gebracht wird. Der verhältnismäßig hohe positive Temperaturkoeffizient des Kupferwiderstandes (4% je 10 °C) ergibt eine gewisse zusätzliche Stabilisation, so daß bei dieser Versuchsausführung auf einen Widerstand mit negativem Temperaturkoeffizienten im Basisspannungsteiler verzichtet werden kann.

Emitterkondensator

Die stabilisierende Wirkung eines Kupferwiderstandes in der Emitterleitung würde auch erhalten bleiben, wenn dieser durch einen Elektrolytkondensator überbrückt würde. Zur Verbesserung der Stabilisierung könnte sein Widerstandswert dann ohne Verstärkungsverlust vervielfacht werden. Praktisch jedoch ist das bei A-Endstufen mit hohem Kollektorstrom unwirtschaftlich. Bei einem spannungsgesteuerten Transistor muß, ähnlich wie bei Röhren, für die untere Grenzfrequenz der Scheinwiderstand des Überbrückungskondensators gleich dem reziproken Wert der Emittersteilheit gemacht werden. Bei einem Kollektorruhestrom von 260 mA wäre der Wert $1/|S| = 0{,}1\ \Omega$. Der Emitterkondensator müßte zur Erreichung einer unteren Grenzfrequenz von nur 50 Hz eine Kapazität von 33000 µF haben! Bei A-Endstufen mit hohem Kollektorstrom ist es deshalb aus ökonomischen Gründen vorteilhaft, auf den Emitterkondensator zu verzichten und mit einer Stromgegenkopplung zu arbeiten. Bei gleicher Ausgangsleistung und niedrigerer Versorgungsspannung würden die Dinge noch ungünstiger liegen.

Zusammenfassung

Die beschriebene Versuchsausführung einer Transistor-A-Endstufe zeigt, daß die Grenzfrequenz einfacher Legierungstransistoren für hochwertige NF-Verstärker noch zu niedrig liegt. Es macht erhebliche Schwierigkeiten, eine obere Übertragungsfrequenz von 15 kHz zu erreichen, die für die Ausschöpfung der Übertragungsqualität im UKW-Bereich unbedingt notwendig ist.

Literatur

[1] Bottke, E.: Was können Leistungstransistoren „leisten"? radio und fernsehen 12 (1963) H. 17 S. 533 und 534

[2] Rothe und Kleen: Elektronenröhren als End- und Sendeverstärker. Akademische Verlagsgesellschaft Geest u. Portig, Leipzig

[3] Telefunken: Röhren- und Halbleitermitteilungen 570928

[4] Otto und Müller: Flächentransistoren. VEB Verlag Technik, Berlin

Multivibrator mit Siliziumtransistoren

Ing. W. STOECKEL

Durch die Entwicklung von Siliziumtransistoren ist der elektronischen Schaltungstechnik ein wesentlich erweiterter Arbeitstemperaturbereich — im Verhältnis zur Verwendung von Germaniumtransistoren — zugänglich gemacht worden.

Zur Demonstration der Funktionstüchtigkeit dieser Bauelemente wurde ein Multivibrator entworfen und angefertigt, dessen Transistoren durch eine Kühlanordnung mit Peltier-Kühlelementen tiefen Temperaturen ausgesetzt wurden.

Zur Verwendung gelangten Transistoren vom Typ SC 105 mit folgenden Daten:

	B (bei I_C = 0,2 mA)	B (bei I_C = 2 mA)	U_{CEmax}
Transistor T_1:	37	43	6,6 V
Transistor T_2:	31	50	6,6 V

Schaltung

Gewählt wurde eine Multivibratorschaltung, in der der erste Transistor in Kollektor- und der zweite in Basisschaltung arbeiten. Diese Schaltungsart hat den Vorteil einer kleinen erreichbaren Anstiegszeit gegenüber dem „klassischen" Multivibrator, der im Prinzip aus zwei Umkehrstufen in Emitterschaltung besteht. Bild 1 zeigt die ausgeführte Schaltung.

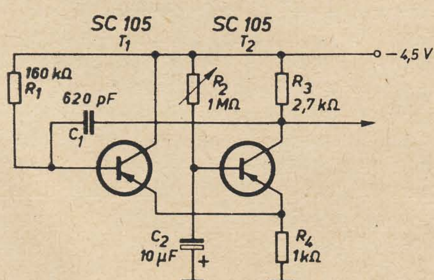


Bild 1: Schaltung des Multivibrators

Funktion der Schaltung

Die Basis des ersten Transistors wird durch den über C_1 fließenden Ladestrom stark negativ — T_1 ist leitend. Sein Emitterstrom ruft über R_4 einen Spannungsabfall hervor, der den Emitter des zweiten Transistors negativ gegenüber dessen Basis werden läßt — T_2 ist gesperrt.

Mit dem Abklingen des Ladestromes über C_1 wird T_2 leitend, da der Spannungsabfall über R_4 — und damit die negative Emittervorspannung von T_2 — kleiner wird. Dadurch verringert sich der dynamische Außenwiderstand von T_2, und die damit einsetzende Umladung von C_1 unterstützt das Sperren des ersten Transistors, wodurch sich kurze Umschaltzeiten ergeben.

Wird der Strom über R_1 größer als der Kondensatorstrom, so geht T_1 wieder in den leitenden Zustand über. T_2 wird gesperrt, und die wieder einsetzende Aufladung des Kondensators C_1 beschleunigt das Umkippen der Schaltung.

Der Multivibrator schwingt etwas verzögert an, da im Einschaltmoment wegen der Aufladung des Kondensators C_2 zunächst auch T_2 leitend ist.

In der Sperrphase des ersten Transistors bilden R_1, C_1 das frequenzbestimmende Glied

$$\tau = C_1 \cdot R_1 = 99\ \mu s$$

Die Symmetrierung des Ausgangssignals erfolgt mit R_2.

Mechanischer Aufbau

Der Baustein wurde in gedruckter Schaltung ausgeführt und mit der Batterie BDT 4,5 und der Kühlanordnung auf einer Piacryl-Grundplatte montiert. Die Transistoren sind über eine flexible Steckverbindung auf der Brücke der Kühlanordnung befestigt.

Als Sichtteil wurde ein Service-Oszillograf Typ EO 1/71a verwendet.

Temperaturverhalten

Zur Messung des Temperaturverhaltens wurden die Transistoren in einem Klimaschrank Temperaturen von —40 °C bis 80 °C ausgesetzt; die übrige Schaltung befand sich dabei außerhalb des Schrankes (Raumtemperatur 15 °C).

Bild 2 zeigt die Periodendauer in Abhängigkeit von der Temperatur. Gegenüber dem Wert bei 15 °C fällt die Periodendauer um 14% bei —40 °C ab; bei 80 °C ist sie um 9,5% angestiegen. Zu höheren Temperaturen hin wird das Ausgangssignal unsymmetrisch. Der Betriebsstrom des Multivibrators steigt im gesamten Temperaturintervall von 0,9 mA auf 1,13 mA an (Bild 3).

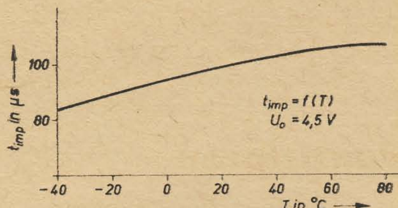


Bild 2: Temperaturabhängigkeit der Periodendauer

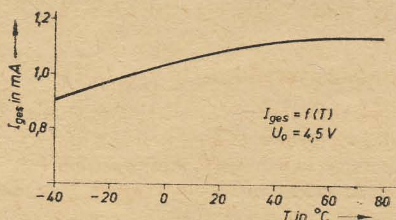


Bild 3: Temperaturabhängigkeit des Betriebsstromes

Kühlanordnung

Von einer Abteilung des II. Physikalischen Institutes der Martin-Luther-Universität Halle wurde unter der Leitung von Herrn Dr. Stekker für den vorliegenden Verwendungszweck eine Kühlanordnung angefertigt. Sie besteht aus einem Kühlelementepaar vom Typ HC 523, einer als Transistorträger ausgebildeten Kupferbrücke, den Befestigungslaschen und dem Wärmeaustauscher-Kühlkörper. Das Titelbild des vorliegenden Heftes zeigt die Ansicht der Kühlanordnung.

In der Kupferbrücke, die von dem Kühlelementepaar durch die Lötverbindung getragen wird, befinden sich zwei Bohrungen, die etwas größer als der Außendurchmesser der Transistoren sind. Eine Silikonfettfüllung gewährleistet den notwendigen Wärmekontakt zu den Transistoren.

Die gesamte Kühlanordnung wird durch Kupferbolzen gehalten, die federnd an der Grundplatte befestigt sind und gleichzeitig die Stromzuführung bilden.

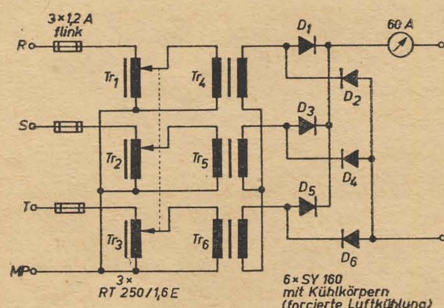


Bild 4: Schaltung des Stromversorgungsgerätes für Peltier-Elemente

Stromversorgungsgerät

Die Stromversorgung der Kühlelemente erfolgte aus einem Labor-Stromversorgungsteil mit einer Schaltung nach Bild 4. Er ist ausgelegt für eine Ausgangsspannung von 0 ··· 6 V (kontinuierlich regelbar) bei einem Strom bis 60 A.

Mit der Drehstrombrückenschaltung erhält man ohne zusätzliche Siebmittel, die bei dem geforderten Ausgangsstrom von 60 A sehr aufwendig werden würden, eine Welligkeit von 4%.

Für die verwendeten Siliziumgleichrichter ist — bei der vorliegenden Belastung mit max. 20 A je Ventil — eine forcierte Luftkühlung mit 5 m/s bei Verwendung der zugehörigen Kühlkörper (l = 45 mm) erforderlich.

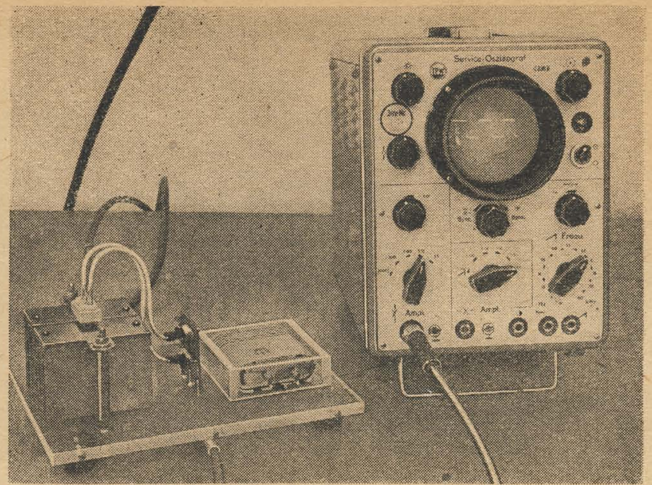


Bild 5: Gesamtansicht des Demonstrationsmodells

Die Transformatoren $Tr_4 \cdots Tr_6$ haben folgende Daten:

Kern:	M 102 b
n_{prim}:	550 Wdg., 0,65 mm CuL
n_{sek}:	10 Wdg., 5,0 mm Cu

Außer den angegebenen Primärsicherungen waren noch drei Strangsicherungen erforderlich, die aber mit der hier erforderlichen Abschaltkennlinie z. Z. noch nicht verfügbar sind.

Bild 5 zeigt noch einmal den gesamten Aufbau des Demonstrationsmodells (ohne Stromversorgungsteil), wie er auf der Leipziger Herbstmesse 1964 am Stand des Halbleiterwerkes Frankfurt/Oder zu sehen war.

Literatur

[1] Transistorschaltung großer Bandbreite mit zwei Transistoren in Emitterkopplung. Elektronik 9 (1960) H. 11 S. 346

[2] Vorläufiges Kenndatenblatt mit Projektierungsblättern für die Silizium-Gleichrichterdiode VS 10 (SY 160 ··· 166). November 1963

Ungepoltes Drehspulvoltmeter

Manchmal ist es hinderlich, daß beim Messen einer Spannung unbekannter Polarität ein Gleichspannungsmesser umgepolt werden muß. Man kann in derartigen Fällen ein Drehspulinstrument verwenden, dessen Nullpunkt in der Mitte der Skala liegt. Derartige Instrumente sind jedoch in der Rundfunkpraxis selten. Legt man das Voltmeter einschließlich der meist eingebauten Vorwiderstände in den Gleichstrom-Diagonalzweig einer Graetzschaltung, die mit Siliziumdioden geeigneter Sperrspannung bestückt ist, wird ein Umpolen ebenfalls überflüssig, wenn auch die Meßgenauigkeit geringfügig beeinträchtigt wird. Noch einfacher ist es, den stets vorhandenen Universalmesser auf den Wechselspannungsbereich zu schalten und an die Gleichspannung unbekannter Polarität zu legen. Bei dem Universalmesser des Elektroapparatewerkes Berlin-Treptow ergaben sich bei Verwendung des 300-V-Wechselspannungsbereichs die in der Tabelle zusammengestellten Skalenwerte. Liest man die Meßwerte auf der roten Wechselspannungsskala ab, so überschreitet der

Gleichspannung	300-V-Bereich	
	schwarze Skala	rote Skala
300 V	330 V	330 V
250 V	268 V	273 V
200 V	200 V	215 V
150 V	134 V	159 V
100 V	74 V	104 V
50 V	20 V	49 V

Anzeigefehler kaum 10%, wie man sieht. Für die orientierende Feststellung der Spannungshöhe wird das in den meisten Fällen ausreichend sein. *-ke*

Erzielbare Ausgangsleistungen von halbleiterstabilisierten Netzgeräten Teil 1

ROLAND MÖCKEL

Im folgenden soll gezeigt werden, welche Faktoren die maximalen Ausgangsleistungen von Netzgeräten bestimmen, deren Ausgangsspannungen durch Halbleiter stabilisiert werden.
Dabei sollen nur die beiden am häufigsten verwendeten Stabilisierungsschaltungen — das transistorgeregelte Netzgerät und die einfache Stabilisierungsschaltung mit Zenerdiode — betrachtet werden.

Transistorgeregeltes Netzgerät

Bild 1 zeigt das Prinzipschaltbild des transistorgeregelten Netzgerätes. Der Regeltransistor T (Regelstrecke) wird vom Regler R so beeinflußt, daß die Ausgangsspannung U_a innerhalb eines bestimmten Regelbereiches praktisch unabhängig von Schwankungen der Eingangsspannung U_e und des Ausgangsstromes I_a ist.
Da der Regeltransistor in Reihe mit dem Außenwiderstand R_a liegt, wird diese Art von Regelung als Serienregelung bezeichnet. Im Gegensatz hierzu ist der Regeltransistor bei der Parallelregelung parallel zum Außenwiderstand angeordnet.
Die Wirkungsweise von derartigen Schaltungen kann als bekannt vorausgesetzt werden [1], [2], [3]. Die Regelstrecke kann aus mehreren parallelgeschalteten Transistoren bestehen. Es muß dann durch Gegenkopplung für eine annähernd gleichmäßige Lastverteilung gesorgt werden [4].

Entsprechend der U_{CE}-I_C-Kennlinie des Transistors T ist der Strom I_a' praktisch unabhängig von der Kollektor-Emitterspannung U_{CE}, solange eine Mindestspannung $U_{CE\,min}$ (≈ Kniespannung) nicht unterschritten wird. Übliche Werte für $U_{CE\,min}$ liegen zwischen 0,5 ··· 1 V. Die Ausgangsspannung U_a soll im folgenden unabhängig von Schwankungen der Spannung U_o sein. Das setzt einen idealen Regler R voraus. Diese Vereinfachung kann bei den Leistungsbetrachtungen ohne weiteres gemacht werden, wenn man bedenkt, daß der Regler R die Schwankungen der Spannung U_o etwa um den Faktor 10 ··· 100 herabsetzt.

Die Regelschaltung wird mit einer Gleichspannung U_e betrieben, der eine Wechselspannung $u = \hat{u} \cdot \sin \omega t$ (vorwiegend 100-Hz-Brummspannung aus dem Stromversorgungsteil) überlagert ist. Der Ersatzinnenwiderstand R_i setzt sich aus dem Innenwiderstand des Netztransformators, dem Durchlaßwiderstand der Gleichrichterstrecken und dem Gleichstromwiderstand der Siebdrossel, wenn eine solche verwendet wird, zusammen.
Sowohl die Brummspannung û als auch der Ersatzinnenwiderstand R_i sind im allgemeinen stromabhängig. Deshalb können û und R_i nur für einen ganz bestimmten Strom I_a' gelten. Für die weiteren Betrachtungen interessieren nur die Werte für û und R_i bei dem maximalen Strom $I_a'_{max}$. Bei geringfügigen Abweichungen können jedoch R_i und û als stromunabhängig angesehen werden.
Zwischen den beiden Strömen $I_a'_{max}$ und $I_{a\,max}$ besteht bei den üblichen Regelschaltungen die Beziehung

$$I_a'_{max} = 1{,}05 \cdots 1{,}1\; I_{a\,max} \qquad (1)$$

In dem Faktor 1,05 ··· 1,1 sind dabei die Verluste des Reglers R (Spannungsteilerstrom usw.) berücksichtigt. Damit die Regelschaltung bei gegebenem Ausgangsstrom $I_{a\,max}$ noch einwandfrei arbeitet, ist eine Mindestspannung $U_{o\,min}$ erforderlich.

$$U_{o\,min} = I_a'_{max} \cdot R_i + U_{CE\,min} + \hat{u} + U_a \qquad (2)$$

Steigt die Spannung U_o auf ihren Maximalwert $U_{o\,max}$ an, dann gilt:

$$U_{o\,max} = I_a'_{max} \cdot R_i + U_{CE} + U_a \qquad (3)$$

Die Spannung û ist für diesen Fall ohne Interesse, wenn hierdurch nicht die Grenzdaten des Transistors, wie z. B. $U_{CE\,max}$, überschritten werden.
Bezeichnet man mit

$$k = \frac{U_{o\,max}}{U_{o\,min}}, \quad k \geq 1 \qquad (4)$$

dann erhält man mit Gl. (2) und Gl. (3) die über dem Regeltransistor vorhandene Kollektor-Emitterspannung U_{CE} bei $U_{o\,max}$ und $I_a'_{max}$.

$$U_{CE} = (k - 1)\,(I_a'_{max} \cdot R_i + U_a) + k(U_{CE\,min} + \hat{u}) \qquad (5)$$

In der Tabelle 1 sind die in der Praxis am häufigsten vorkommenden Grenzwerte für die relative Nennspannungsabweichung k angegeben. Für eine Nennspannungsabweichung von + 15%/— 20% erhält man also z. B. k = 1,44.
Durch Multiplizieren der Gl. (5) mit $I_a'_{max}$ erhält man die Kollektorverlustleistung P_{max} des Transistors T bei Netzüberspannung.

$$P_{max} = I_a'_{max}\,[(k - 1) \cdot (I_a'_{max} \cdot R_i + U_a) + k\,(U_{CE\,min} + \hat{u})] \qquad (6)$$

Es muß nun noch bewiesen werden, daß P_{max} für kleinere Ströme als $I_a'_{max}$ nicht größer wird als in Gl. (6) angegeben.
Setzt man für diesen Fall R_i und û als konstant an, und wird vorausgesetzt, daß die Schaltung den Strom $I_{a\,max}$ liefern soll, dann ergibt sich folgende Rechnung:
Die Spannung $U_{o\,max}$ muß um den Faktor k größer sein als in Gl. (2) für $U_{o\,min}$ angegeben ist.

$$U_{o\,max} = k\,(I_a'_{max} \cdot R_i + U_{CE\,min} + \hat{u} + U_a)$$

Wird nun dieser Spannungsquelle der Strom I_a' entzogen ($I_a' \leq I_{a\,max}$), dann fällt über dem Transistor T eine Kollektor-Emitterspannung von

$$U^*_{CE} = U_{o\,max} - I_a' \cdot R_i - U_a$$

ab.

$$U^*_{CE} = k\,(I_a'_{max} \cdot R_i + U_{CE\,min} + \hat{u} + U_a) - I_a' \cdot R_i - U_a$$

Bei dem Strom I_a' ergibt sich dann die Verlustleistung am Transistor T zu

$$P^* = U^*_{CE} \cdot I_a'$$

$$P^* = I_a'\,[R_i\,(k \cdot I_a'_{max} - I_a') + U_a\,(k - 1) + k\,(U_{CE\,min} + \hat{u})]$$

Es wird jetzt der Extremwert für P* bei dem Strom $I_a' = I_a'_{krit}$ gesucht.

$$\frac{dP^*}{dI_a'} = k \cdot I_a'_{max} \cdot R_i - 2 \cdot I_a' \cdot R_i + U_a\,(k - 1) + k\,(U_{CE\,min} + \hat{u}) = 0$$

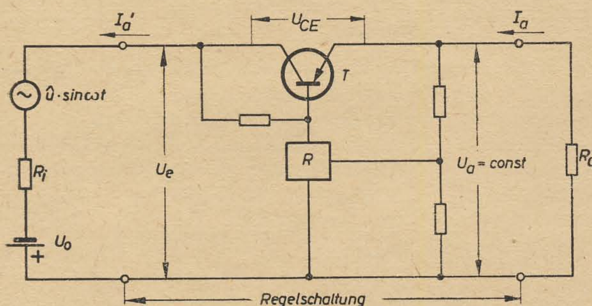


Bild 1: Prinzipschaltbild des transistorgeregelten Netzgerätes

Tabelle 1: Relative Schwankung k in Abhängigkeit von der prozentualen Nennspannungsabweichung

	0	+5%	+10%	+15%	+20%	+25%
0	1	1,05	1,10	1,15	1,20	1,25
— 5%	1,05	1,11	1 16	1,21	1,27	1,32
—10%	1,11	1,17	1,22	1,28	1,33	1,39
—15%	1,18	1,24	1,29	1,36	1,41	1,47
—20%	1,25	1,31	1,38	1,44	1,50	1,57
—25%	1,33	1,40	1,46	1,53	1,60	1,67

Die 2. Ableitung wird negativ, damit liegt ein Maximum für P* vor.

$$I_{a\,krit}' = \frac{k \cdot I_{a\,max}' \cdot R_i + U_a (k-1) + k (U_{CE\,min} + \hat{u})}{2 \cdot R_i}$$

Das Verhältnis $I_{a\,krit}' / I_{a\,max}'$ ist

$$\frac{I_{a\,krit}'}{I_{a\,max}'} = \frac{k}{2} \left[1 + \frac{U_a (k-1) + U_{CE\,max} + \hat{u}}{k \cdot R_i \cdot I_{a\,max}'}\right]$$

Es interessieren nur Werte für $I_{a\,krit}' \leqq I_{a\,max}'$. Da weiterhin $k \geqq 1$ gilt, müßte der Ausdruck

$$\frac{U_a (k-1) + U_{CE\,min} + \hat{u}}{k \cdot R_i \cdot I_{a\,max}'} \leqq 1$$

oder

$$k \cdot R_i \cdot I_{a\,max}' \geqq U_a (k-1) + U_{CE\,min} + \hat{u}$$

sein.

Dieser Fall wird nur eintreten, wenn eine beträchtliche Spannung am Widerstand R_i abfällt (sehr schlechter Wirkungsgrad).

Es kann deshalb behauptet werden, daß für alle praktisch vorkommenden Fälle die in Gl. (6) angegebene maximale Verlustleistung bei dem Strom $I_{a\,max}'$ und bei der Spannung $U_{o\,max}$ erreicht wird.

Löst man Gl. (6) nach $I_{a\,max}'$ auf, so erhält man

$$I_{a\,max}' = \sqrt{A^2 + \frac{P_{max}}{R_i (k-1)}} - A \qquad (7)$$

In Gl. (7) ist der Ausdruck

$$A = \frac{U_a (k-1) + k (U_{CE\,min} + \hat{u})}{2 \cdot R_i (k-1)} \qquad (8)$$

Mit den Gleichungen (1), (7) und (8) erhält man nun den maximalen Ausgangsstrom $I_{a\,max}$.

$$I_{a\,max} = 0{,}91 \cdots 0{,}95 \left[\sqrt{A^2 + \frac{P_{max}}{R_i (k-1)}} - A\right] \qquad (9)$$

Soll der vorgegebene Wert für P_{max} nicht überschritten werden und soll die Regelschaltung auch bei Netzunterspannung noch einwandfrei arbeiten, dann ist kein größerer Ausgangsstrom als der in Gl. (9) angegebene zu erzielen.

Dabei muß noch überprüft werden, ob der vom Hersteller des Transistors angegebene maximale Kollektorstrom $I_{C\,max}$ größer ist als der in Gl. (7) errechnete Wert für $I_{a\,max}'$ ($I_{C\,max} > I_{a\,max}'$). Ein Unterschreiten des vom Hersteller angegebenen Wertes für $U_{CE\,max}$ in allen Betriebsfällen wird vorausgesetzt.

Werden mehrere Regeltransistoren parallelgeschaltet, dann kann der Strom $I_{a\,max}$ nur zu etwa 80% ausgenutzt werden, da trotz Gegenkopplung der einzelnen Transistoren noch mit einer etwas ungleichmäßigen Lastaufteilung gerechnet werden muß. Für P_{max} kann dann in Gl. (9) $n \cdot P_{max}$ eingesetzt werden. Die zur Gegenkopplung erforderlichen Emitterwiderstände müssen mit zu R_i gerechnet werden (Parallelschaltung der *n* Emitterwiderstände).

Die zulässige Verlustleistung P_{max} des Transistors ist von verschiedenen Faktoren abhängig [5].

$$P_{max} = \frac{\Delta T}{R_{tha} + R_{thi}^*} \qquad R_{tha} = (\alpha \cdot F)^{-1}$$

$$P_{max} = \frac{\Delta T}{(\alpha \cdot F)^{-1} + R_{thi}^*} \quad \text{(in W)} \qquad (10)$$

Durch Umstellen von Gl. (10) erhält man

$$F = \frac{P_{max}}{\alpha (\Delta T - R_{thi}^* \cdot P_{max})} \quad (\text{in cm}^2) \qquad (11)$$

In den Gleichungen (10) und (11) bedeuten:

- ΔT = $t_{j\,max}^* - t_{e\,max}$
- $t_{j\,max}^*$ = max. zulässige Kristalltemperatur in °C
- $t_{e\,max}$ = max. Einbautemperatur des Transistors in °C (max. Umgebungstemperatur + Temperaturerhöhung durch Eigenerwärmung des Gerätes)
- α = Wärmeaustauschkonstante in W/cm² · grd
- F = Kühlfläche in cm²
- R_{tha} = äußerer Wärmewiderstand in grd/W
- R_{thi}^* = innerer Wärmewiderstand des Transistors in grd/W

Für blankes Aluminiumblech 1 ··· 2 mm dick, senkrecht angeordnet, Seitenverhältnis 1 : 1 bis 1 : 2 und ruhender Luft ist $\alpha \approx 1{,}5 \cdot 10^{-3}$ in W/cm² · grd.

Die mit * gekennzeichneten Größen werden vom Transistorhersteller angegeben.

Vernachlässigt man in den Gleichungen (2) und (3) R_i, $U_{CE\,min}$ und û, dann erhält man für den maximalen Ausgangsstrom $I_{a\,max}$ eine recht einfache Beziehung. Diese kann zur überschlagsmäßigen Berechnung von $I_{a\,max}$ herangezogen werden.

$$I_{a\,max} \approx \frac{0{,}9 \cdot P_{max}}{U_a (k-1)} \qquad (12)$$

Gl. (12) ergibt gegenüber Gl. (9) bei kleinen Ausgangsspannungen und relativ großem Innenwiderstand des Stromversorgungsteils zu große Werte für $I_{a\,max}$.

Beispiel

Es soll ein transistorgeregeltes Netzgerät dimensioniert werden.

Zulässige Netzspannungsänderung +15%/—20%, U_a = 12 V. Zur Verfügung steht der Transistor OC 838 (R_{thi}^* = 7,5 grd/W, $t_{j\,max}^*$ = 75 °C). Aus konstruktiven Gründen kann der Transistor kein größeres Kühlblech als 100 cm² erhalten. Das Gerät soll bis zu einer Umgebungstemperatur von +40 °C betrieben werden. Die Eigenerwärmung des Gerätes wird mit 10 °C veranschlagt. Die der Versorgungsspannung $U_{o\,min}$ überlagerte Wechselspannung soll u = 1 V bzw. û = 1,4 V sein. Der Innenwiderstand R_i sei 4 Ω.

Mit welcher Spannung U_e muß die Regelschaltung betrieben werden und wie groß ist der maximal entnehmbare Ausgangsstrom $I_{a\,max}$?

Zunächst wird die bei den gegebenen Verhältnissen zulässige Verlustleistung P_{max} nach Gl. (10) berechnet.

$$P_{max} = \frac{75 - 50}{\frac{1}{1{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 100} + 7{,}5} \approx 1{,}75\ \text{W}$$

Mit Gl. (12) erhält man für den maximalen Ausgangsstrom überschlagsmäßig

$$I_{a\,max} \approx \frac{0{,}9 \cdot 1{,}75}{12\,(1{,}44 - 1)} \approx 0{,}3\ \text{A}$$

(k für +15%/—20% aus Tabelle 1).

Die genauere Rechnung wird mit den Gleichungen (8) und (9) durchgeführt ($U_{CE\,min}$ mit 1 V angenommen).

$$A = \frac{12\,(1{,}44 - 1) + 1{,}44\,(1 + 1{,}4)}{2 \cdot 4\,(1{,}44 - 1)} = 2{,}48$$

$$I_{a\,max} = 0{,}91 \cdot \left[\sqrt{2{,}48^2 + \frac{1{,}75}{4\,(1{,}44 - 1)}} - 2{,}48\right]$$

$$I_{a\,max} \approx 0{,}18\ \text{A}$$

$$(I_{a\,max}' \approx 1{,}1 \cdot I_{a\,max} \approx 0{,}2\ \text{A})$$

Man erkennt hieraus, welchen großen Einfluß der Innenwiderstand R_i, die Brummspannung û und die Spannung $U_{CE\,min}$ auf die maximale Ausgangsleistung haben. Eine schlecht gesiebte Versorgungsspannung wird zwar von der Regelschaltung geglättet, dafür muß jedoch mit einem Absinken der erzielbaren Ausgangsleistung gerechnet werden.

Mit welcher Eingangsspannung U_e ist nun die Regelschaltung zu betreiben?

Zunächst erhält man mit Gl. (2) die Spannung $U_{o\,min}$.

$$U_{o\,min} = 0{,}2 \cdot 4 + 1 + 1{,}4 + 12 = 15{,}2\ \text{V}$$
$$U_o = 1{,}25 \cdot U_{o\,min} = 1{,}25 \cdot 15{,}2 = 19\ \text{V}$$
$$U_e = U_o - I_{a\,max}' \cdot R_i = 19 - 0{,}2 \cdot 4 = 18{,}2\ \text{V}$$

Bitte beachten Sie unsere Neuerscheinung

Reinhold Paul

Transistoren

Physikalische Grundlagen und Eigenschaften

508 Seiten, 223 Bilder, 20 Tafeln, Kunstleder 35,— MDN

Die physikalischen Grundlagen des Flächentransistors, seine technischen Eigenschaften und Kennwerte, unter Berücksichtigung aller in den letzten Jahren neu entwickelten Transistortypen, werden eingehend behandelt.

VEB VERLAG TECHNIK, Berlin

Ein symmetrischer Gleichstromverstärker

GÜNTER DEGENKOLB

Im nachfolgenden Beitrag soll die Verwendung eines Gleichstromverstärkers beschrieben werden, der als symmetrischer Gegentaktverstärker aufgebaut ist und als Nullindikator einen Motor besitzt. Es werden für diesen Sonderfall Vor- und Nachteile von Röhrenverstärkern und Transistorverstärkern gegenübergestellt. Im Besonderen wird der Einsatz eines solchen Verstärkers für eine automatische Spannungskonstanthaltung beschrieben.

Anwendungen

Ein Gleichstromverstärker mit Motor als Nullindikator kann sehr vielseitig verwendet werden, z. B. als Stellglied in automatischen Kompensationsschaltungen, zur Fernsteuerung von drehbaren Antennen oder in anderen Meß- und Regelschaltungen.

Bild 1 zeigt als Beispiel einen selbstabgleichenden Spannungskompensator.

U immer konstant gehalten wird, kann man R_1 auch direkt in Spannungswerten eichen.

Bild 2 soll als Beispiel für eine drehbare Antenne dienen.

Eine solche Anlage wird sehr oft von Amateurfunkern zum Ausrichten ihrer Sende- bzw. Empfangsantennen benutzt. In gleicher Weise läßt sich auch beim Fernsehempfang der gewünschte Sender genau anpeilen und somit

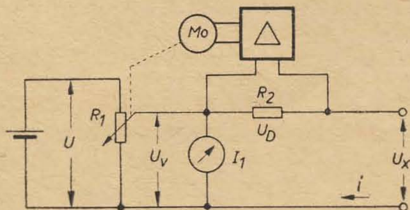


Bild 1: Schema eines selbstabgleichenden Spannungskompensators

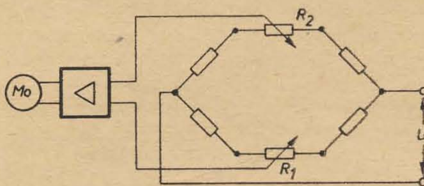


Bild 2: Schema für eine Antenneneinstellung

Diese Kompensatoren werden verwendet, wenn die Spannung U_x nicht belastet werden soll. Die Spannungsdifferenz U_D entsteht als Differenzspannung zwischen der zu messenden Spannung U_x und der Vergleichsspannung U_V. Die Differenzspannung U_D liegt am Eingang eines Verstärkers, der einen Motor betreibt. Der Motor wird nun solange verstellt, bis die Spannung U_V gleich U_x ist. Damit wird auch der Strom i zu Null und die Meßspannung U_x kann somit ohne Belastung gemessen werden. Sie ist dann gleich der vom Meßinstrument I_1 angezeigten Spannung. Wenn die Spannung maximaler Empfang erreichen. Zum Steuern dient hierbei R_2. Dieses Potentiometer kann in Graden eingeteilt oder mit den verschiedenen Himmelsrichtungen beschriftet werden. R_1 ist mit der drehbaren Antenne gekuppelt und bringt diese in die Richtung, die durch R_2 festgelegt ist. Ist der Vorgang beendet, so wird die Brückendiagonale stromlos und der Motor bleibt stehen. Die Nullmethode hat den Vorteil, daß die Größe der Speisespannung U keinen Einfluß auf die Genauigkeit der Regelung hat, nur die Ansprechempfindlichkeit der Regelanordnung hängt etwas davon ab.

Gegentaktverstärker mit Motor

Je nach der Genauigkeit der Regelung wird eine mehr oder minder große Empfindlichkeit des Verstärkers nötig sein. Soll also nach Bild 1 eine Spannung kompensiert werden mit einem absoluten Fehler von z. B. 10 mV, so muß der Verstärker einschließlich Motor eine Empfindlichkeit von mindestens 10 mV haben. Kleinere Werte werden dann nicht mehr ausgeregelt. Es können allerdings nicht beliebig große Empfindlichkeiten erreicht werden, da sich dann äußere Einflüsse schon störend bemerkbar machen können. Man kann etwa 5 mV als unterste Grenze im Normalfall ansetzen.

Natürlich soll eine derartige Regelanordnung möglichst wenig Platz beanspruchen und dennoch robust und zuverlässig sein. Im folgenden wird ein mit Transistoren bestückter Gegentaktverstärker mit Motor beschrieben, der etwa 50 mV Empfindlichkeit besitzt (Bild 3). Dieser soll als Verstärker für eine automatische Konstanthaltung der Netzspannung mittels Regeltrafo dienen. Der Vorteil der Regelung durch einen Regeltrafo liegt vor allen Dingen darin, daß keine zusätzliche Verformung der Sinuskurve erfolgt.

Der Verstärker besteht aus drei Gegentaktstufen, die sich aus jeweils ausgesuchten Pärchen zusammensetzen [siehe radio und fernsehen Heft 2 (1962) S. 55 und 56 sowie Heft 1 (1964) S. 21—24]. Die erste Stufe bilden zwei Transistoren T_1 und T_2 des Typs OC 816 bzw. OC 811. Der gemeinsame Emitterwiderstand R_{13} und die Basisspannungsteiler R_6, R_7 (R_8 teilweise) und R_{11} bzw. R_9, R_{10} (R_8 teilweise) und R_{11} stabilisieren diese Stufe. Der Emitterwiderstand R_{13} unterstützt die Symmetrierung und dämpft eine unerwünschte Gleichtaktaussteuerung. Eine Gegenkopplung durch R_{13} erfolgt bei Gegentaktstufen nicht. Die zweite Gegentaktstufe mit den Transistoren T_3 und T_4 (Pärchen des Typs OC 821 oder ähnlich) dient zur Anpassung der Eingangsstufe an den niedrigen Eingangswiderstand der Endstufe. Sie trägt nicht zur Spannungsverstärkung, jedoch zur Leistungs-

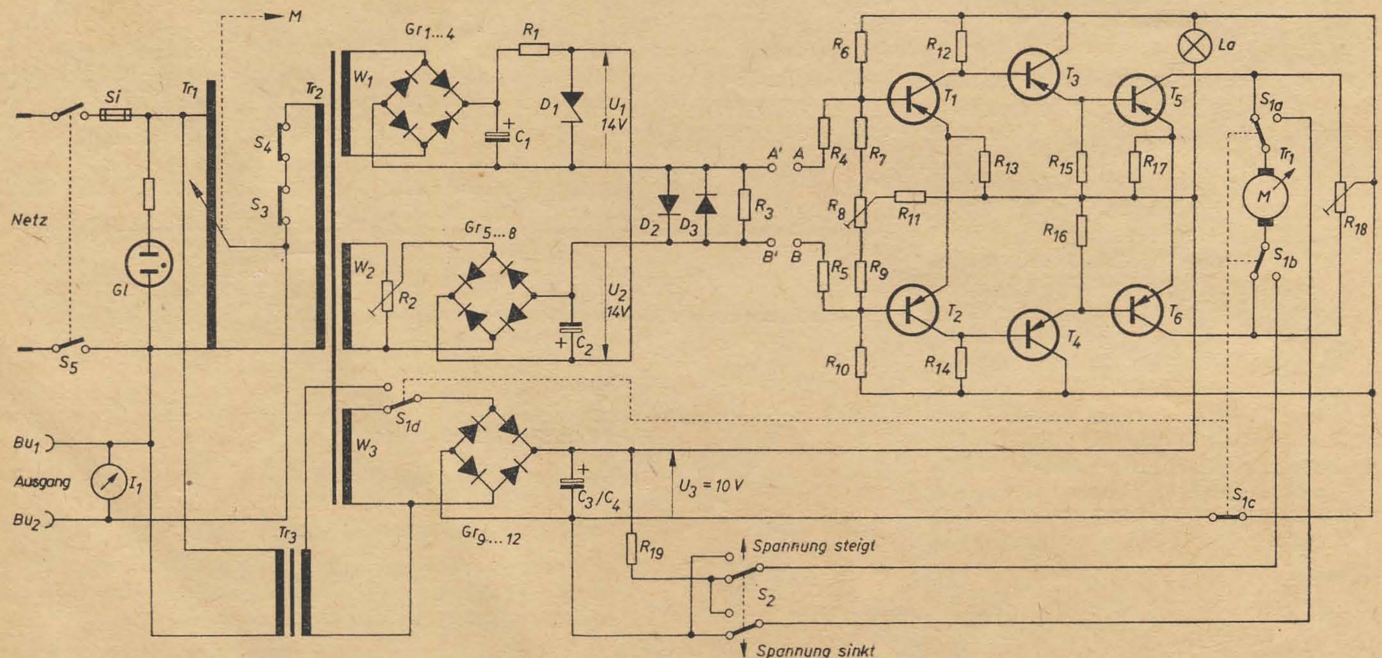


Bild 3: Schaltung des automatischen Konstanthalters Spannungen gemessen gegen + U_3: T_5/T_6: Kollektor: —4 V, Emitter: —2,4 V, Basis: —2,6 V; T_3/T_4: Kollektor: —2,8 V, Basis: —1 V

verstärkung bei. Die Emitterwiderstände R_{15} und R_{16} stabilisieren diese Stufe.
Die Endstufe T_5 und T_6 setzt sich aus einem Pärchen des Typs OC 831 zusammen. Der gemeinsame Emitterwiderstand R_{17} stabilisiert wiederum ohne eine Verstärkungsminderung den Arbeitspunkt. Der Drahtwiderstand R_{18} wirkt als Außenwiderstand R_a für die Endstufentransistoren. Zwischen den beiden Kollektoren liegt außerdem die Wicklung des Motors. Alle Transistoren arbeiten in A-Betrieb, da der Ruhestrom der Schaltung keine Rolle spielt.
Der Aufbau des Verstärkers ist unkritisch, da die Schaltung niederohmig ist und deshalb keine Leitung abgeschirmt werden muß. Nach Möglichkeit sollen alle Bauteile, die paarweise zusammengehören, gleiche Umgebungstemperaturen erhalten. Die Endtransistoren müssen auf ein Kühlblech geschraubt werden. Der gesamte Aufbau muß genügend weit von allen wärmeabgebenden Bauteilen entfernt sein. Der gesamte Verstärker ist auf eine Hartpapierplatte montiert (Bild 4).

Netzteil und Stromversorgung

Ein gemeinsamer Netzteil erzeugt die Spannung für den Verstärker, die Regelspannung U_2 und die Vergleichsspannung U_1. Die Siebung ist ausreichend dimensioniert, um auf einen geringen Brummanteil zu kommen. Bild 5 zeigt den mechanischen Aufbau des Netzteils. Zur Ermittlung der Spannungen U_1 und U_2 lagen folgende Überlegungen zugrunde:
Der Verstärker benötigt zur Aussteuerung etwa 50 mV. Bei dieser Eingangsspannungsänderung läuft der Motor mit mittlerer Drehzahl. Eine Spannungsänderung von 5 V auf der Netzseite muß die Regelanordnung zum Ansprechen bringen. Es sind 5 V von 220 V $\approx$ 2,3%. Diesen 2,3% müssen sekundärseitig 50 mV entsprechen, und das ergibt eine Sekundärspannung von 2,2 V. Das Übersetzungsverhältnis müßte also 100 : 1 sein. Da aber durch den inneren Widerstand der Gleichrichter und des Trafos ein Spannungsabfall verursacht wird, muß diese Spannung größer gewählt werden. Es lassen sich außerdem kleine Spannungsänderungen der Vergleichsspannung U_1, auf Grund der etwas schräg verlaufenden Kennlinie der Zenerdiode, nicht ganz vermeiden. Deshalb wurde die Spannung auf der Sekundärseite mit 10 V festgelegt. Damit ist auch die Spannung U_2 bestimmt, die ja im Ruhezustand gleich U_1 sein muß, d. h., der Verstärkereingang erhält keine Spannung. Ändert sich nun die Netzspannung, so ändert sich auch die Spannung an Tr_2 und damit U_2. Die Spannung U_1 bleibt durch die stabilisierende Wirkung der Zenerdiode D_1 konstant. Durch den Widerstand R_3 kann nunmehr ein Strom fließen, und der Verstärkereingang erhält Spannung. Je nachdem wie sich die Netzspannung ändert — ob sie größer oder kleiner wird — ändert sich auch die Polarität an R_3 und mit ihr die Drehrichtung des Motors. Dieser läuft solange, bis U_1 und U_2 wieder gleich groß sind und bleibt dann stehen. Damit ist der Regelvorgang beendet.
An der Wicklung W_3 des Trafos Tr_2 stehen 9 V, und die anschließende Gleichrichtung und Siebung liefert die Gleichspannung für den Verstärker. Die Höhe der Gleichspannung beträgt etwa 10 V.
Wird eine andere Spannung als 220 V benötigt, so kann auch diese dem Regeltrafo entnommen werden. Es gibt dafür zwei Möglichkeiten:

1. Man baut zwischen Getriebe und Regeltrafo eine Rutschkupplung ein und stellt mit einem auf der Achse des Regeltrafos befestigten Drehknopf die gewünschte Spannung ein. Dabei muß allerdings der Regelverstärker abgeschaltet werden.
2. Wenn das Getriebe mit dem Regeltrafo starr verbunden bleibt, wie im vorliegenden Fall, muß die Einstellung mit dem Motor erfolgen. Diesem Zweck dienen die beiden Schalter S_1 und S_2. Mit S_1 wird der Motor vom Verstärker getrennt und gleichzeitig die Stromversorgung des Verstärkers unterbrochen. Ein weiterer Kontakt von S_1 schaltet eine ungeregelte Wechselspannung von Tr_3 auf die Gleichstromversorgung des Verstärkers. Das ist dann notwendig, wenn die zu entnehmende Wechselspannung kleiner als 160 V wird, da ja gleichzeitig die Spannung der Wicklung W_3 sinkt und damit die Betriebsspannung für den Motor. Er würde dann sehr langsam laufen. Mit dem Schalter S_2 kann man seine Drehrichtung verändern und damit den Regeltrafo verstellen. Eine Kontrollampe La zeigt an, wenn die Automatik eingeschaltet ist.

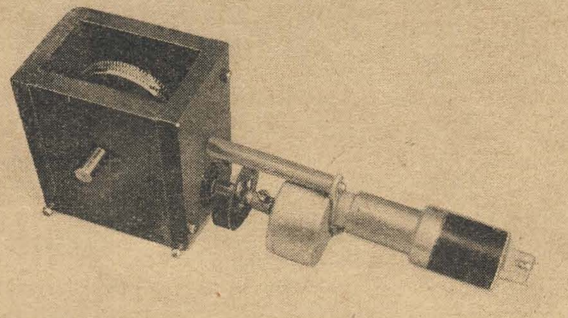
Ein Endschalter S_3/S_4 unterbricht die gesamte Stromversorgung für den Verstärker, wenn der Schleifer einmal bis zum Anschlag laufen sollte. Das könnte nur vorkommen, wenn die Netzspannung zu weit absinkt oder ein Fehler in der Automatik auftritt. Man vermeidet damit eine Beschädigung des Getriebes. In diesem Fall muß auf Handbetrieb umgeschaltet und der Schleifer wieder zurückgedreht werden.
Die beiden antiparallel geschalteten Dioden begrenzen die Spannung am Verstärkereingang auf etwa 0,25 bis 0,3 V, damit keine Überlastung der Schaltung eintreten kann. Sie sind nicht unbedingt nötig.

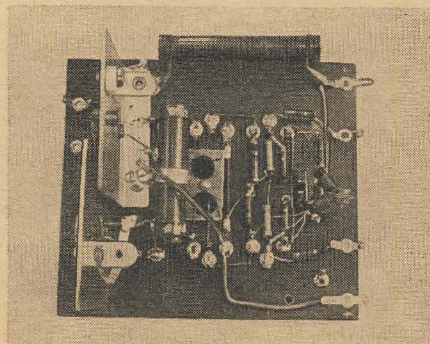
Aufbauhinweise

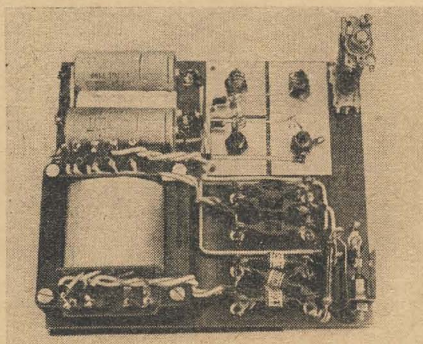
Bis auf den Trafo Tr_2 und das Getriebe fanden handelsübliche Teile Verwendung. Als Trafo Tr_1 kann ein Regeltrafo vom Typ RT 250/3 von TPW Thalheim oder ein ähnlicher Typ eingebaut werden. Im vorliegenden Fall wurde ein gerade vorhandener Regeltrafo aus einem Netzspannungsregler des VEB Funkwerk Dabendorf verwendet. Sein Regelbereich liegt bei 160 V bis 250 V. Nachfolgend sind die Daten des Trafos Tr_2 angegeben.
Kerngröße M 55 Dyn. Blech IV

Primär:	220 V	2920 Wdg.	0,15 CuL
Sekundär W_1:	12 V	180 Wdg.	0,3 CuL
Sekundär W_2:	10 V	150 Wdg.	0,3 CuL
Sekundär W_3:	8,5 V	130 Wdg.	0,5 CuL

Das in diesem Gerät vorhandene Meßinstrument kann selbstverständlich wieder mit verwendet werden, wenn eine Anzeige der Spannung gewünscht wird. Als Gleichrichter können auch Selengleichrichter mit entsprechender Belastung eingebaut werden.
Als Motor fand ein gerade vorhandener Batteriemotor Verwendung, der eine Betriebsspannung von 4,5 V benötigt. Dieser Motor läuft schon bei einer Spannung von 1,5 V an und ist in der Lage, über ein entsprechendes Getriebe den Regeltrafo mühelos zu verstellen. Diesen Motor gibt es in Geschäften, die mit elektrischen Spielwaren handeln, für etwa 5 MDN zu kaufen. Für höhere Ansprüche müßte auch der Motor für Batterieplattenspieler, vom VEB Elektrogerätebau Leising, zu verwenden sein (Kenn-Nr. 1020.2 6—9 V 0,055 A).
Der Innenwiderstand des 4,5-V-Batteriemotors liegt bei etwa 30 ··· 40 Ω und fordert geradezu einen transistorbestückten Verstärker.
Das Volumen läßt sich auf ein Bruchteil von dem eines Röhrenverstärkers vermindern und die Stromversorgung wird sehr einfach. Es


Bild 6: Motor mit Getriebe


Bild 4: Verstärkerbaustein


Bild 5: Netzteil

dürfen allerdings die Nachteile eines solchen Verstärkers nicht übersehen werden. Vor allem sind es die temperaturabhängigen Parameter des Transistors, die sich besonders bei einem Gleichspannungsverstärker bemerkbar machen. Durch vollkommen symmetrischen Aufbau in allen Teilen, Temperaturkompensation der Transistorarbeitspunkte durch Basisspannungsteiler und großem Emitterwiderstand läßt sich dieser Nachteil auf ein erträgliches Maß beschränken.

Der Motor ist mit dem Zahnradgetriebe starr verbunden, während die Zahnradübersetzung mit dem Schneckengetriebe durch eine Art Hardyscheibe verbunden ist. Damit können kleine Abweichungen im „Rundlaufen" ausgeglichen werden. Wer beide Getriebe starr verbinden will, muß natürlich wesentlich mehr Sorgfalt für die mechanischen Arbeiten aufbringen. Der Regeltrafo wird durch das Schneckengetriebe ebenfalls mittels Kupplung angetrieben. Diese besteht aus zwei Scheiben, von denen die eine zwei genau gegenüberliegende Bohrungen besitzt, während auf der anderen Scheibe zwei Stifte angebracht sind, die genau in die Bohrungen passen. Beide Stifte sind mit einem Stück Ventilgummi bezogen, der bei „Unrundlaufen" der beiden Wellenenden ausgleichend wirkt. Die beiden Scheiben sind mittels Stifte auf den Wellen befestigt. Wer eine Schraubverbindung bevorzugt, muß die Wellenenden abflachen, damit die Schrauben auch wirklich Halt finden.

Das Getriebe soll eine Untersetzung von etwa 4000 : 1 haben. Die beste Lösung wäre ein doppeltes Schneckengetriebe mit der entsprechenden Untersetzung. Vom Verfasser wurde eine vorhandene Zahnraduntersetzung von 180 : 1 und ein Schneckengetriebe von 25 : 1 verwendet (Bild 6). Der räumliche Aufbau ist deshalb etwas größer als nötig. Eventuell läßt sich das Getriebe aus einem alten, kräftigen Uhrwerk herstellen. Die Ausführung dürfte einem findigen Bastler keine besonderen Schwierigkeiten machen. Von der Drehzahl des Motors, der Untersetzung des Getriebes sowie vom Weg des Schleifers am Regeltrafo, hängt die Zeit ab, in der eine Spannungsschwankung ausgeregelt wird. Im Mustergerät wurde eine Spannungsänderung von 5 V in 10 s ausgeregelt. Die Genauigkeit lag bei etwa ±1,5% vom Sollwert. Das Instrument I_1 liegt parallel zu den Ausgangsklemmen und zeigt die geregelte Spannung an. Die Leistungsabgabe liegt bei etwa 280 W, je nach verwendetem Regeltrafo.

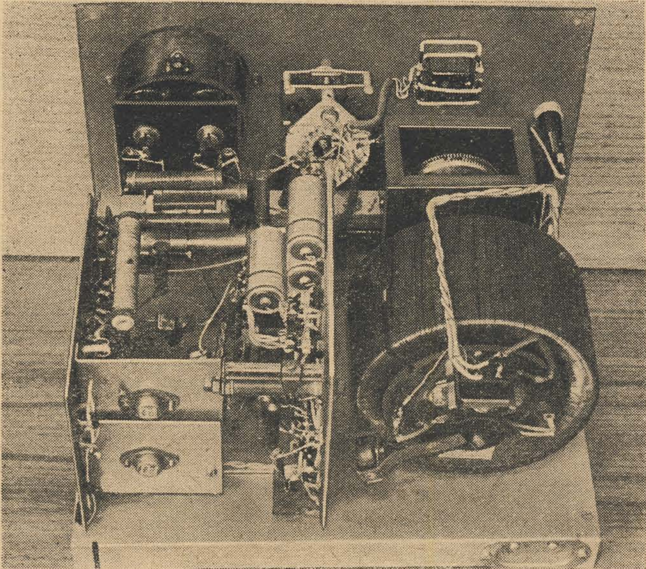


Bild 7: Innenansicht der Regeleinrichtung

Inbetriebnahme der Regelanordnung

Die Inbetriebnahme der Regelanordnung geht wie folgt vor sich: Schalter S_1 auf „Automatik" schalten. Verstärkereingang an den Punkten A und B abklemmen und die Spannungen messen. Sie dürfen in kleinen Grenzen von den angegebenen Werten abweichen. Als Meßinstrument soll ein Meßgerät mit einem R_i von

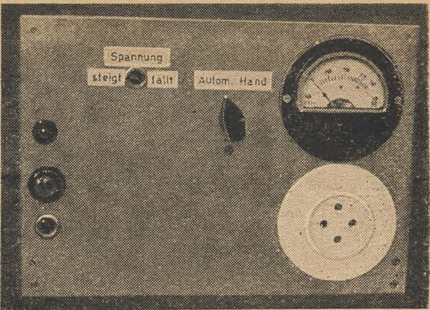


Bild 8: Frontansicht der Regeleinrichtung

20 kΩ/V oder größer verwendet werden. Darauf den Eingang kurzschließen und den Spannungsmesser an die Motorklemmen anlegen. R_{18} ist soweit zu regeln, bis am Motor keine Spannung mehr anliegt. Dann wird der Kurzschluß aufgehoben und diesmal die Spannung an den Motorklemmen mit dem Potentiometer R_8 im ersten Basisspannungsteiler auf Null kompensiert. Eventuell muß man den gesamten Vorgang nochmals wiederholen. Wenn trotzdem noch ein Spannungsrest verbleibt, hilft u. U. ein Austausch der Transistoren T_1 gegen T_2 sowie T_3 gegen T_4. Bei einem solchen Austausch muß der Abgleichvorgang wiederholt werden.

Nachdem an den Ausgangsbuchsen Bu_1 und Bu_2 diejenige Ausgangsspannung mit dem Regeltrafo eingestellt wurde, die man konstanthalten möchte, muß durch Verändern von R_2 die Spannung an den Punkten A' und B' auf Null kompensiert werden. Ist das geschehen, können die Punkte A und A' sowie B und B' verbunden werden. Der Motor soll noch nicht laufen, sonst den Abgleich nochmals kontrollieren.

Erst eine Veränderung der Eingangsspannung darf ein Anlaufen des Motors und damit eine Verstellung des Regeltrafos bewirken. Es ist darauf zu achten, daß der Motor den Schleifer auch in die entsprechende Richtung verstellt, sonst sind die Leitungen am Motor umzupolen. Damit ist der Abgleich beendet und die automatische Regelung betriebsfertig.

Danach muß noch die Regelung „von Hand" kontrolliert werden. Dazu wird S_1 auf „Hand" umgeschaltet und S_2 auf „Spannung sinkt". Jetzt soll der Motor anlaufen und die Ausgangsspannung kleiner werden. Dann S_2 auf „Spannung steigt" schalten, dabei muß die Ausgangsspannung ansteigen.

Die Bilder 7 und 8 zeigen die Innen- und Frontansicht des fertigen Gerätes.

Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile

Tr_1	Regeltrafo RT 250/3 von TPW Thalheim		R_2	Drahtwiderstand mit Schelle	200 Ω 4 W
Tr_2	siehe technische Daten		R_3	Schichtwiderstand	2,5 kΩ 0,25 W
Tr_3	Netztrafo (Heiztrafo)	220 V/6,3 V	$R_{4/5}$	Schichtwiderstand	1,5 kΩ 0,1 W
I_1	Wechselspannungsvoltmeter	0 ··· 250 V	$R_{6/10}$	Schichtwiderstand	100 kΩ 0,25 W
$Bu_{1/2}$	Schukosteckdose		$R_{7/9}$	Schichtwiderstand	12 kΩ 0,25 W
Gl	Signalglimmlampe mit Fassung	220 V	R_8	Schichtpotentiometer	5 kΩ 0,1 W
Si	Sicherungshalter mit Feinsicherung	1 A	R_{11}	Schichtwiderstand	1 kΩ 0,1 W
S_1	Umschalter mit 4×2 Kontakten		$R_{12/14}$	Schichtwiderstand	6,8 kΩ 0,1 W
S_2	Umschalter mit 2×2 Kontakten		R_{13}	Schichtwiderstand	510 Ω 0,1 W
$S_{3/4}$	Endschalter (Selbstbau aus Relaisfedern)		$R_{15/16}$	Schichtwiderstand	1 kΩ 0,1 W
S_5	Netzschalter 2polig		R_{17}	Schicht- oder Drahtwiderstand	15 Ω 3 W
$Gr_{1 \cdots 8}$	Ge-Gleichrichter OY 101 o. ä.		R_{18}	Drahtwiderstand mit Schelle	100 Ω 8 W
$Gr_{9 \cdots 12}$	Ge-Gleichrichter OY 110 o. ä.		R_{19}	Schichtwiderstand	etwa 120 Ω 0,5 W
D_1	Si-Zenerdiode ZI 910/14		M	Motor	4,5 V 0,05 A
$D_{2/3}$	Ge-Dioden OA 625 o. ä.		La	Lämpchen mit Fassung	12 V 0,05 A
$C_{1/2}$	Niedervoltelko	200 μF 25 V	$T_{1/2}$	Transistor OC 816	
$C_{3/4}$	Niedervoltelko	200 μF 15 V	$T_{3/4}$	Transistor OC 821	
R_1	Drahtwiderstand	200 Ω 4 W	$T_{5/6}$	Transistor OC 831	

Fachbücher

S. Hildebrand und C. Markert

Zeichnungen und Darstellungen in der Elektrotechnik

VEB Verlag Technik, Berlin

448 Seiten, 384 Bilder, 104 Tafeln

Halbleinen 28,— MDN

Die technische Zeichnung ist das wichtigste Verständigungsmittel zwischen dem Entwicklungsingenieur, Konstrukteur und den Produktionsabteilungen. Die zeichnerische Ideen- und Gedankenvermittlung des Elektrotechnikers weicht von den zeichnerischen Darstellungen, wie sie im allgemeinen Maschinenbau usw. üblich sind, erheblich ab. Deshalb sind besondere und gründliche Kenntnisse über die Vielzahl der Schaltzeichen und Symbole, die heute alle standardisiert sind und in den zum Teil sehr umfangreichen und komplizierten Bauschaltplänen, Stromlauf- und Wirkschaltplänen usw. vorkommen, unbedingt erforderlich. Nicht nur der Elektrotechniker, sondern auch der Geräte- und Maschinenbauer muß heute in der Lage sein, derartige Schaltpläne entwickeln, lesen und danach arbeiten zu können. Das vorliegende Lehr- und Nachschlagebuch vermittelt in sehr anschaulicher und leicht verständlicher Weise diese Kenntnisse: Sie befähigen den Leser, Schaltpläne und Schaltbilder selbst zu entwickeln, anzufertigen und danach zu arbeiten. Nach einer kurzen Einführung in die Grundlagen des technischen Zeichnens werden die Schaltzeichen und Symbole erläutert und ihre Bedeutung erklärt. Anschließend werden Teilschaltpläne entwickelt, um dann darauf aufbauend das Entwickeln und standardgerechte Zeichnen von umfangreicheren und komplizierteren Gesamtschaltplänen zu erlernen.
Eine Zusammenfassung der z. Z. gültigen DDR-Standards über das technische Zeichnen schließt dieses Lehrbuch ab.

Karl-Heinz Schubert

Elektrotechnische Grundlagen

Teil II: Wechselstromtechnik

Band 43 der Reihe

„Der praktische Funkamateur"

Deutscher Militärverlag, Berlin

92 Seiten, 62 Bilder, broschiert 1,90 MDN

Hätte es zum Zeitpunkt des Erscheinens von Teil I bereits die Reihe „Der junge Funker" gegeben, so wäre dieser Teil sicher dort erschienen. Hinter „Teil II — Wechselstromtechnik" verbirgt sich noch ein Viertel „Nachholtext" von Teil I, also Gleichstromtechnik. Im titelgerechten Teil der Broschüre geht der Autor, mit dieser Art von Publikationen gut vertraut, auf die dem Anfänger wichtigen Einzelheiten der Wechselstromtechnik mit vielen Beispielen und zeichnerischen Darstellungen ein. Der Umfang einer Broschüre erlegt Beschränkungen auf, denen aber der derzeitige Bildungsstand unserer Jugend weitgehend entgegenkommen dürfte. Positiv hervorzuheben ist besonders die Behandlung der Schaltungen im Wechselstromkreis oder z. B. die anschauliche Erläuterung der Auswirkungen des Skineffektes. Weniger glücklich erscheint die Reihenfolge einiger Definitionen, die z. T. später folgen, als sie angewendet werden (S. 11—17). Ähnlich liegt der Fall bei der parallellaufenden Verwendung von Vs/cm² und Gauß.
An einzelnen Stellen kann die notwendigerweise konzentrierte Darstellung zu Irrtümern führen, z. B. bei Bild 54 (Magnetpolarität darf nur für Stromrichtung bei Anzug gelten) oder auf S. 15, wo sich die Kopfhörermembran natürlich nicht einfach 800mal, sondern 800mal je Sekunde bewegt. Der Ausschlag des Instrumentes auf S. 21 ist selbstverständlich auch von seiner eigenen Klemmenpolung abhängig.
Eine bedauerliche Verwechslung auf S. 23 kann den Anfänger unsicher machen: Die betrachteten Leiterlängen sind im Verhältnis zur Wellenlänge des Wechselstromes klein, nicht groß! Auf Seite 32 schließlich müßte klärend hinzugefügt werden, daß aber die Gesamtaugenblicksspannung auf jeden Fall immer gleich der Summe der einzelnen Augenblicksspannungen ist. Druck- und Zeichenfehler ganz auszumerzen, ist wohl bei noch keinem Druckerzeugnis gelungen. Es erscheint daher sinnvoll, in diesem Zusammenhang auf S. 54 zu verweisen, wo es $P_w^2 + P_b^2$ heißen muß. Außerdem fehlt bei P zweimal der Index s.
Zusammenfassend läßt sich trotz dieser kleinen Schönheitsfehler sagen, daß der Autor in Form und Ausschöpfung des möglichen Umfanges Stoff und Leserkreis voll gerecht geworden ist. Der Titel kann sowohl denen empfohlen werden, die nach praktischen Versuchen in der Elektrotechnik das Bedürfnis nach einem ersten Fundament in mathematischer Hinsicht spüren, als auch denen, die für entsprechende Berufe ausgebildet werden. Auch dem Zehnklassenschüler dürfte ein gelegentliches Nachschlagen in diesem Bändchen bei der Bewältigung des Unterrichtsstoffes nützlich sein.

Schlenzig

Gesamtinhaltsverzeichnis zum Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

I. bis VI. Band

Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

40 Seiten, Kunststoffeinband 3,30 MDN

Mit den Bänden des bekannten Handbuches für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker wird angestrebt, der laufenden Entwicklung ständig zu folgen. Das bedingt die Behandlung einiger ähnlicher Themen in mehreren Bänden, wodurch die einzelnen Probleme stets aus neuen Perspektiven beleuchtet werden können.
Diese mit der Modernhaltung des Werkes für den Leser verbundenen Vorteile ließen sich gegebenermaßen nur mit einer kleinen Unbequemlichkeit erkaufen: Wer sich über ein Thema umfassend informieren wollte, mußte bisher die Inhalts- oder Sachwörterverzeichnisse aller oder mehrerer Bände zu Rate ziehen. Diesen Zeitaufwand soll nun dieses den I. bis VI. Band umfassende Gesamtinhaltsverzeichnis, das durch ein Sachwörterverzeichnis dazu noch ergänzt wird, wesentlich verringern helfen.

HANDBÜCHEREI ELEKTRONIK

Unsere Veröffentlichung an gleicher Stelle im Heft 21 fand bei unseren Lesern ein großes Echo. Damit ist erwiesen, daß diese Art der Information über die von unserem Verlag für das nächste Jahr vorbereiteten Erstauflagen auf dem Gebiet der Elektrotechnik, Elektronik und Regelungstechnik von unseren Lesern nicht nur gutgeheißen, sondern längst schon erwartet wurde.
Die bei uns eingegangenen Anforderungen auf Zusendung des Sonderdruckes und der Bestellscheine sind sehr zahlreich. Wir bitten daher um etwas Geduld und um Verständnis dafür, daß es uns nicht schon in jedem Fall möglich war, die angeforderten Unterlagen abzusenden — sie sind inzwischen unterwegs oder werden in den nächsten Tagen abgeschickt.
Für die Leser, die unseren Sonderdruck erhalten haben und ihre Bestellung aufgeben wollen, noch einige Hinweise.

Wahl der Buchhandlung

Sie können den ausgefüllten Bestellschein (mit Durchschrift) an jede beliebige Buchhandlung geben oder schicken. Günstig ist es, eine Fachbuchhandlung zu wählen, die über unsere Aktion informiert ist. Sollte Ihnen das zuviel Mühe machen, dann senden Sie ihre Bestellung an unsere Redaktion. Wir werden die geeignete, Ihnen am nächsten liegende Buchhandlung für Sie auswählen und ihr die Bestellung zuleiten. In jedem Fall werden wir mit Hilfe der Durchschrift von Ihrer Bestellung informiert und können dafür sorgen, daß Sie pünktlich beliefert werden.

Zahlungsbedingungen

Wir empfehlen Ihnen, auf dem Bestellschein anzugeben, welche Zahlungsart Sie wünschen (Überweisung, Nachnahme oder Barzahlung bei Selbstabholung der Bücher).

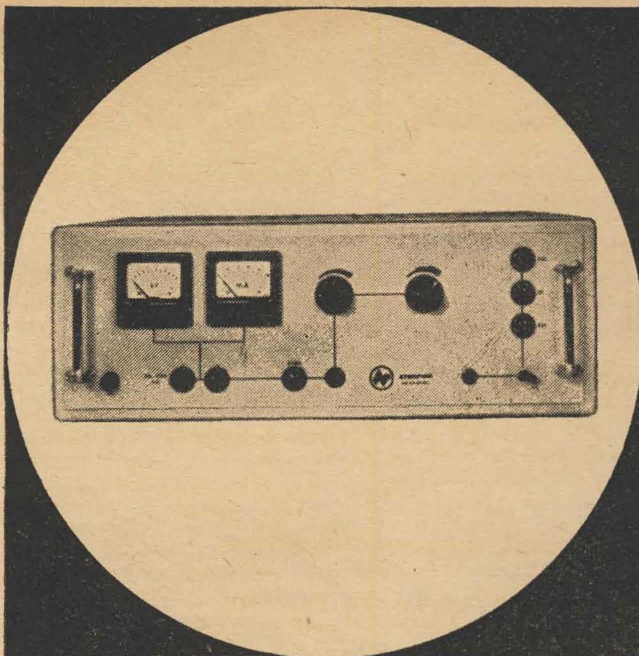
Auswahl der Bücher

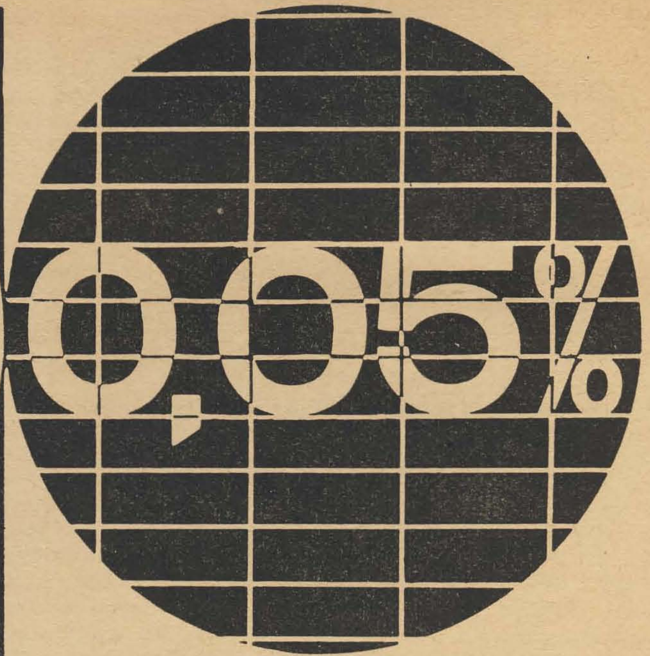
Der Erscheinungstermin der einzelnen Titel ist im Sonderdruck angegeben. Viele Bücher erscheinen bereits im I. Quartal, einige Titel schon im Januar 1965. Im nächsten Heft werden wir Sie informieren, welche Titel das sind.
Auf jeden Fall empfiehlt es sich, die Bestellung recht bald bei der Buchhandlung — spätestens bis zum 15. Januar 1965 — abzugeben.

Sonstiges

Die Benutzung der Bestellscheine der Handbücherei ist nicht an ein persönliches Abonnement unserer Zeitschrift gebunden. Sie können für Ihre interessierten Kollegen mitbestellen, weitere Bestellscheine bei uns anfordern oder ihre Bestellung ganz formlos aufgeben.
Wir hoffen, daß Ihnen die Auswahl der Bücher Freude macht und unsere Neuerscheinungen 1965 für Sie wichtig sind. Falls Sie besondere Wünsche haben, lassen Sie uns diese bitte wissen.
Auf Wunsch einiger Interessenten werden wir im nächsten Heft (auch für neu hinzugekommene Leser) das Wesentliche über die „Handbücherei Elektronik" aus der Veröffentlichung im Novemberheft kurz wiederholen.

Ihre Redaktion





0,25 – 1,1 / 0,1 Elektronisch stabilisiertes Stromversorgungsgerät

Gleichspannungsquelle 0,25 — 1,1 / 0,1
Ausgangsspannungsbereich 250 — 1100 V
Maximaler Ausgangsstrom 0 — 100 mA
Ausgangsspannungsänderung bei ± 10 % Netzspannung
+ Lastenänderung von 0 — Vollast ± 0,05 %
Störspannung ≦ 4 mV_{eff}

statron

PRODUKTIONSGENOSSENSCHAFT DES HANDWERKS
FÜRSTENWALDE/SPREE, EHRENFRIED-JOPP-STR. 59

Junger Diplom-Ingenieur
(Schwachstrom)
sucht neuen Wirkungskreis.
Ro 5737
DEWAG Berlin N 54

Prospektmaterial
über die Literatur des VEB VERLAG TECHNIK fordern Sie bitte bei Ihrem Buchhändler an.

Röhren
RL 12, P 35, LG 3
zu kaufen gesucht.
Angebote erbeten an
Wolfgang Rentsch
Pirna-Copitz
Liebethaler Str. 2a, Tel. 2519

Prüfgenerator AM/FM PG 1
5 bis 235 MHz, neuwertig, etwa 800,— MDN.
Schüler, 8051 Dresden W. H. Plattleite 64, Telefon 36 140

Auch Kleinanzeigen haben große Wirkung!

Trafobleche
gestanzt und geschnitten nach TGL oder Werksnormen liefert aus Dynamoblech 0,35 oder 0,5 mm stark
WEHES, Dresden A 28
Clara-Viebig-Straße 5

Service-Oszillograf EO 1/71
zu kaufen gesucht.
Zuschriften an DH/0546
DEWAG Halle

Prüf Fix
das ideale Kontaktprüfgerät
Lieferung über den Fachhandel
PGH „ENERGIE", Torgau

Unterrichten Sie sich bitte laufend über
Neuerscheinungen
von Fachbüchern Ihres Fachgebietes.
Wir senden Ihnen unverbindlich und kostenlos unsere Informationen.



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN



In vielen Teilen der Erde

werden unsere unter Berücksichtigung langjähriger Facherfahrung entwickelten Bauelemente der Nachrichtentechnik mit Erfolg verwendet

Tastenschalter, Miniatur-Tastenschalter, Transformatoren, Drosseln, Spulensätze, Drahtwiderstände. UKW-Bausteine

GUSTAV NEUMANN KG

SPEZIALFABRIK FÜR SPULEN, TRANSFORMATOREN, DRAHTWIDERSTÄNDE · CREUZBURG/WERRA THÜR.



Bald werden die ersten bemannten Flugkörper auf dem Mond landen. Das Gelingen solcher Unternehmen ist nicht zuletzt von dem einwandfreien Funktionieren der Nachrichtenübertragungsanlagen abhängig.

Auch auf unserem Planeten wachsen ständig die Anforderungen an den Nachrichtenverkehr. Bauelemente mit guter zeitlicher Konstanz und absoluter Betriebssicherheit sind deshalb die Voraussetzungen für die Geräte der Nachrichtentechnik.

Die von unserem Werk gefertigten



electronic

Magnetomechanischen Bandfilter

erfüllen diese Eigenschaften auf das Beste.

WBN-Filter zeichnen sich durch hohe mechanische Festigkeit, geringe Temperaturabhängigkeit der Kennwerte und Klimafestigkeit aus. Die Filter können sowohl in Röhrenschaltungen als auch in Verbindung mit Transistoren eingesetzt werden.

Fordern Sie bitte unser ausführliches Prospektmaterial



WBN TELTOW

Ernst-Thälmann-Straße 10 Werbeabteilung

Für neue Kontakte

Spezial-Wellenschalteröl »k«

Rundfunk-Spezialist Friedrich Granowski, Rudolstadt 2/Thür.



Wir haben mit der Produktion auf dem Gebiete der **Kleb- und Gießharztechnik** begonnen.

Kooperationsaufträge werden in Lohnarbeit entgegengenommen

Interessierten Betrieben stehen wir mit unserem **Zentralen Informationsdienst** jederzeit gern zur Verfügung.

ASOL Abt. Kleb- und Gießharztechnik

ab 1. Januar 1965

113 **Berlin-Lichtenberg**, Herzbergstr. 28, Tel. 55 08 08

Kondensator-Mikrofone

in Studioqualität für alle Verwendungszwecke

Mikrofon-Zubehör und Steckverbindungen

Bitte fordern Sie unsere Prospekte an.

NEU im Vertriebsprogramm:

Netzanschlußgeräte N 61 V und UN 61 V

mit eingebautem Transistor-Vorverstärker zum direkten Anschluß unserer Mikrofone an einen Kraftverstärker. In die Netzgeräte N 57, UN 57, N 61 und UN 61 kann der Vorverstärker kurzfristig eingebaut werden.



GEORG NEUMANN & CO.

Elektrotechnisches Laboratorium

GEFELL/VOGTLAND – RUF: 185

Eine unentbehrliche Warenkunde:

Rundfunk- und Fernsehgeräte und ihre elektronischen Bauelemente

Von Ing. Lothar Katzwedel

274 Seiten mit 173 Bildern und 22 Tabellen

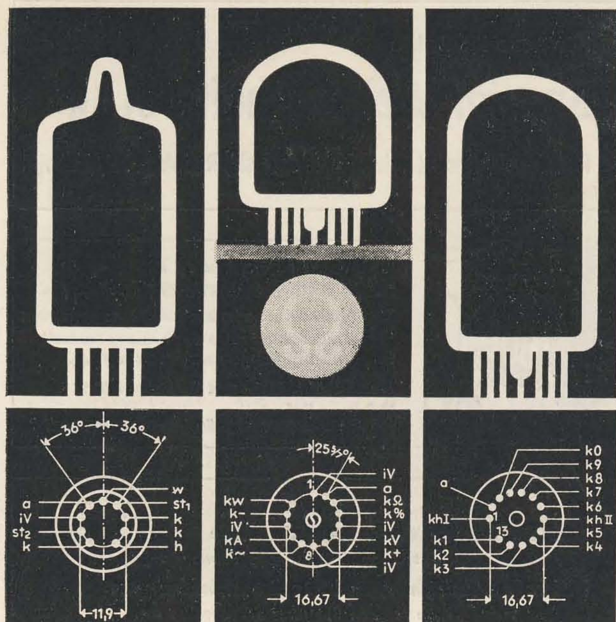
12 cm × 19 cm · Hlw. 9,80 MDN

Aus dem Inhalt: Allgemeines über die Rundfunktechnik – Bauelemente der Funktechnik (elektronische Bauelemente) – Technische Grundlagen der Funkempfangsgeräte – Rundfunkgeräte – Fernsehgeräte – Antennen – Warenpflege

Zu beziehen durch den Buchhandel



VEB FACHBUCHVERLAG LEIPZIG



ELEKTRONIK – WEGBEREITER DES TECHNISCHEN FORTSCHRITTS

Industrie und Forschung bedienen sich in steigendem Maße der Elektronik.
Die Basis der Elektronik bilden moderne Bauelemente unserer Fertigung:

GASENTLADUNGSRÖHREN

Kaltkatoden-Relaisröhren

Typ	U_{za} Zündspannung	U_{Ba} Brennspannung	$I_{a\,max}$ max. Anodenstrom
Z 5823	290 V	65 V	25 mA
Z 660 W	320 V	115 V	8 mA
Z 860 X	330 V	110 V	40 mA
Z 861 X	425 V	115 V	40 mA
Z 862 E	310 V	108 V	25 mA

Zählröhren

Typ	U_Z Zünd-spannung	U_B Brenn-spannung	$I_{k\,max}$ max. Katoden-strom	$I_{k\,min}$ min. Katoden-strom	$f_{z\ddot{a}hl\,max}$ Zählfrequenz
Z 562 S	300 V	190 V	550 μA	250 μA	4 kHz Zählschaltröhre
Z 563 C	300 V	190 V	550 μA	250 μA	4 kHz Zählröhre

Anzeigeröhren

Typ	U_Z Zünd-spannung	U_B Brenn-spannung	$I_{k\,min}$ min. Katoden-strom	$I_{k\,max}$ max. Katodenstrom
Z 560 M	140 V	125 V	1,5 mA	3 mA Ziffernanzeigeröhre
Z 561 M	140 V	125 V	1,5 mA	3 mA Zeichenanzeigeröhre
Z 565 M	$U_{za\,max}$ 140 V	112 V	50 μA	250 μA Dekadische Anzeigeröhre



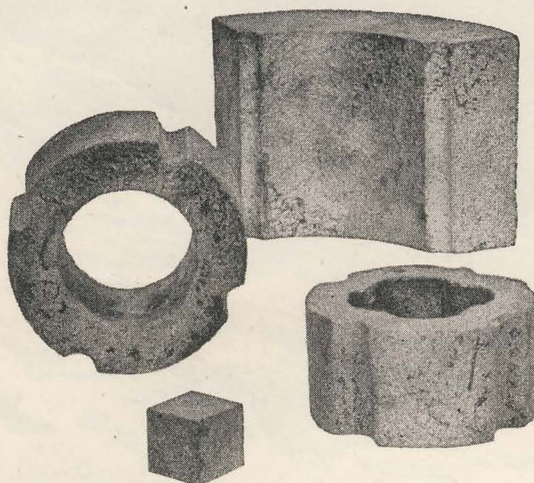
electronic

VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK

BERLIN-OBERSCHÖNEWEIDE
OSTENDSTRASSE 1–5 · FERNRUF: 632841

Alnico

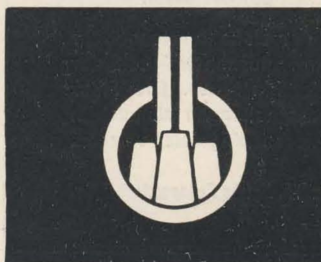
Permanent-Magnete



in allen notwendigen Größen

für Lautsprecher
Fernsehen
Lichtmaschinen
Meßinstrumente
Motoren
Kupplungen
Zündmaschinen
und viele andere
Anwendungsgebiete

694 S



Bitte technische Beratung anfordern

VEB ELEKTROCHEMISCHES KOMBINAT BITTERFELD

33 103